

# Untersuchung von Gruppenantennen für den Einsatz in aktiven Antennensystemen

Vom Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Technischen Universität Darmstadt  
zur Erlangung der Würde eines  
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)  
genehmigte

## Dissertation

von Dipl.-Ing.

**Jens Freese**

geboren am 22. Juli 1973  
in Wittmund / Niedersachsen

Referent:	Prof. Dr.-Ing. Rolf Jakoby
Korreferent:	Prof. Dr.-Ing. Alex B. Gershman
Tag der Einreichung:	19. Juni 2007
Tag der mündlichen Prüfung:	28. August 2007

D17  
Darmstädter Dissertation  
Darmstadt 2007

# Vorwort

Die vorliegende Dissertation ist während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik der Technischen Universität Darmstadt entstanden. An dieser Stelle möchte ich mich bei all denen bedanken, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Zunächst gilt mein Dank natürlich meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. Rolf Jakoby für das in mich gesetzte Vertrauen, für die Unterstützung meiner Aktivitäten und die Bereitstellung einer im höchsten Maße flexiblen und selbstbestimmten Arbeitsumgebung. Ebenso bedanke ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Alex B. Gershman für die Übernahme des Korreferates und die damit verbundene Unterstützung dieser Arbeit.

Weiterhin möchte ich mich bei allen Mitarbeitern vom Institut für Hochfrequenztechnik bedanken, die ich während meiner dortigen Zeit kennen lernen durfte. Mit ihnen verbinde ich ein hervorragendes Arbeitsklima sowie eine Vielzahl von fachlichen und fachfremden Aktivitäten, aus denen in vielen Fällen eine freundschaftliche Verbindung hervorgegangen ist. Einen besonderen Dank möchte ich dabei Herrn Dr.-Ing. Martin Schüßler zukommen lassen, der mir in vielen Gesprächen thematische und persönliche Unterstützung zukommen ließ. Einen besonderen Dank möchte ich auch an meinen langjährigen Zimmernachbarn Dr.-Ing. Georg Bauer richten, der stets ein anspruchsvoller und kritischer Dialogpartner für mich war.

Ein großer Dank geht an dieser Stelle auch an die Mitarbeiter der Werkstätten des Hans-Busch-Institutes und die technischen Mitarbeiter des Instituts für Hochfrequenztechnik, insbesondere Herrn Peter Kieslich und Herrn Andreas Semrad, für die Unterstützung bei der Herstellung der im Rahmen meiner unterschiedlichen Aktivitäten entwickelten Antennen und Schaltungen.

Ein großes Glück ist es, wenn einem im Rahmen eines solchen Vorhabens motivierte Studierende zur Seite stehen, die sich intensiv in Teilaspekte einarbeiten und somit zu kompetenten Diskussionspartnern werden. Für die geleistete Unterstützung möchte ich mich daher bei den Studierenden bedanken, die sich für eine Studien- oder Diplomarbeit bei mir entschieden haben, allen voran den Herren Dipl.-Ing. Dieter Heckmann, Dipl.-Ing. Eike Feldmeier und Dipl.-Ing. José Luis Mateo Terrés.

Abschließend möchte ich auch meiner Familie und meinen Freunden danken, die trotz der teilweise erheblichen räumlichen Distanz stets am Fortgang dieses Vorhabens interessiert waren und im Hintergrund immer ein beruhigendes und erfrischendes Umfeld bereitstellten.

Aspach, im August 2008

Jens Freese

# Kurzfassung

In drahtlosen Übertragungs- und Sensorsystemen kommt dem verwendeten Antennensystem eine Schlüsselrolle zu. Werden bei einer Gruppenantenne die Signale aller Gruppenelemente parallel einer digitalen Signalverarbeitung zugeführt, wird die Anordnung als aktives Antennensystem bezeichnet. Durch die Kombination solcher Antennensysteme mit entsprechenden Verfahren der Signalverarbeitung ist eine nennenswerte Steigerung der Leistungsfähigkeit drahtloser Übertragungs- und Sensorsysteme möglich.

Die Betrachtung des Einflusses der gewählten Gruppenkonfiguration, d.h. der verwendeten Strahlerelemente und deren Anordnung innerhalb der Gruppe, auf die Eigenschaften eines aktiven Antennensystems steht im Mittelpunkt dieser Arbeit. Durch die parallele Ausführung der Signalfade vom Antennenelement bis zur digitalen Weiterverarbeitung entsteht ein unmittelbarer Zusammenhang zwischen der verwendeten Antennengruppe und dem Vorgehen bei der Signalauswertung sowie den damit erreichbaren Ergebnissen. Ausgehend von der Suche nach optimalen Antennenkonfigurationen für spezielle Anwendungen entstehen Lösungsansätze aus der Antennen- und der Signaltheorie. Die vorliegende Arbeit liefert Beiträge zu beiden Themengebieten und darüber hinaus zu der bisher nur relativ wenig beachteten Schnittstelle dieser Themengebiete.

Der Schwerpunkt der ersten Hälfte der Arbeit liegt in der analytischen Betrachtung allgemeiner Gruppenkonfigurationen. Nach der Einführung einer systemtheoretischen Formulierung für allgemeine Gruppenantennen, werden Kenngrößen zur quantitativen Erfassung des Sichtbereiches und der Richtungsauflösung abgeleitet, die den systematischen Vergleich von Gruppenkonfigurationen in aktiven Antennensystemen ermöglichen. Weiterhin werden Wege zur Vorverarbeitung der Sensorsignale, z.B. zur Kompensation von Fehlern in realen Antennensystemen, betrachtet. Der zweite Teil der Arbeit kombiniert die allgemeingültigen Ergebnisse der analytischen Betrachtungen mit Methoden zur Synthese der Strahlerelemente für den Entwurf von drei speziellen Antennensystemen. Im ersten Fall steht die Nutzung einer Kreisgruppe aus Monopolen für Funkkanalmessungen im Vordergrund. Der Schwerpunkt liegt dabei auf der Kalibrierung der Antenne und der Untersuchung verschiedener Verfahren zur effizienten Schätzung relevanter Kanalparameter. Für das zweite untersuchte Antennensystem ist ein sehr breiter Sichtbereich gefordert, während im dritten Fall ein gezielt eingeschränkter Winkelbereich abzudecken ist. Da beide Antennengruppen mit Blick auf eine Anwendung in kommerziellen Sensor- und Übertragungssystemen konzipiert werden, erfolgt die Realisierung in der kostengünstigen Mikrostreifenleitungstechnik. In beiden Fällen werden für die Synthese speziell entwickelte Modelle angewendet, um die Verwendung von zeitintensiven Feldsimulationen zu umgehen. Abschließend erfolgt die Evaluation von Verfahren zur Kalibrierung und Richtungsschätzung, die jeweils den Eigenschaften der entsprechenden Antennengruppe Rechnung tragen.

Die Ergebnisse der eingeführten integralen Betrachtung von relevanten Themen aus der Signal- und der Antennentheorie für den Entwurf aktiver Antennensysteme können auf der gesamten thematischen Breite eine Unterstützung bei der Festlegung optimaler Gruppenkonfigurationen für solche Systeme bieten.

# Abstract

Antennas are key components in wireless communication and sensor systems. Antenna systems that comprise of multiple radiating elements and radio frequency circuits to connect each element to a signal processing unit are referred to as active array antenna systems. The combination of such antenna systems with appropriate signal processing procedures leads to a considerable improvement of the performance of wireless communication and sensor systems.

The main objective of this work is to investigate the influence of the employed array configuration, i.e. the used radiating elements and their arrangement, on the properties of an active array antenna system. Due to the system architecture with multiple signal paths between the radiating elements and the signal processing part, there is a direct link from the array configuration to the best suited signal processing approach and the achievable performance. Based on the search for an optimized array configuration with respect to a special application, appropriate solutions are developed that originate from antenna and signal processing theory. This work supplies contributions to relevant topics from both, antenna and signal theory as well as the respective interface, that up to now only few attention has been paid to.

The focus of the first part of this work is in the analytic view of fundamental antenna array configurations. After the introduction of a system-theoretical formulation for general array antennas, figures are defined for a quantitative evaluation of the antennas field of view and the suitability for direction of arrival estimation. These figures enable a systematic comparison of array configurations in active array antenna systems. Furthermore, different ways are investigated for pre-processing the sensor signals, e.g. for the compensation of errors in real antenna systems. The second part of the work combines the gained theoretical insight with methods for the synthesis of radiating elements to develop three specific antenna systems. In the first case the focus is on a circular array of monopoles for mobile radio channel measurements. The emphasis is on the calibration of the antenna and the investigation of procedures for an efficient estimation of relevant channel parameters from measured data. In the case of the second examined antenna system a very broad visible range is demanded, while in the third case a reduced field of view is aimed for. Since both antenna arrays are designed for applications in commercial sensor or wireless communication systems, the low-cost microstrip technology is chosen for the realization of the radiating elements. In both cases the synthesis of the radiating elements is supported by specifically developed models, in order to avoid the use of time consuming numeric field simulations during the optimization. Finally, procedures are evaluated for antenna calibration as well as for direction of arrival estimation, that consider the characteristics of the respective antenna configuration in each case.

The results of the introduced integral investigation of aspects from signal processing and antenna theory for the design of active array antenna systems will offer a support within the entire thematic range for the specification of optimized array configurations in such systems.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Grundlagen</b>	<b>5</b>
2.1	Gruppentheorie und Signalmodell . . . . .	5
2.2	Diagrammformung . . . . .	12
2.2.1	Verfahren zur Diagrammformung . . . . .	12
2.2.2	Analoge Diagrammformung . . . . .	16
2.2.3	Digitale Diagrammformung . . . . .	18
2.3	Richtungsschätzung . . . . .	20
2.3.1	Diagrammformungsverfahren . . . . .	21
2.3.2	Unterraumverfahren . . . . .	22
<b>3</b>	<b>Kenngößen von Gruppenkonfigurationen</b>	<b>29</b>
3.1	Sichtfeld einer Antennengruppe . . . . .	29
3.1.1	Definition . . . . .	30
3.1.2	Optimale Direktivität . . . . .	31
3.1.3	Fallbeispiele . . . . .	34
3.2	Richtungsempfindlichkeit einer Antennengruppe . . . . .	39
3.2.1	Definition . . . . .	39
3.2.2	Geometrische Interpretation . . . . .	41
3.2.3	Einfluss von Elementdiagramm und Gruppenkonfiguration . . . . .	44
3.2.4	Fallbeispiele . . . . .	46
<b>4</b>	<b>Kalibrierung von Gruppenantennen</b>	<b>53</b>
4.1	Fehler in aktiven Antennengruppen . . . . .	54
4.1.1	Aktives Gruppenelement . . . . .	54
4.1.2	Beispiele fehlerbehafteter Antennengruppen . . . . .	59
4.1.3	Fehlerkorrektur . . . . .	62
4.2	Kalibrierung der räumlichen Impulsantwort . . . . .	65
4.2.1	Einpunkt-Korrektur . . . . .	65
4.2.2	FOURIER-Zerlegung der aktiven Elementdiagramme . . . . .	65
4.2.3	Lineare Interpolation der räumlichen Impulsantwort . . . . .	68
4.3	Kalibrierung der Eigenstruktur . . . . .	69

4.3.1	Lineare Interpolation der Eigenstruktur . . . . .	70
4.3.2	Minimierung des Richtungsschätzfehlers . . . . .	72
<b>5</b>	<b>Monopol-Kreisgruppe zur Funkkanalmessung</b>	<b>79</b>
5.1	Eigenschaften der Monopol-Kreisgruppe . . . . .	80
5.2	Verfahren zur Schätzung der Kanalparameter . . . . .	83
5.3	Vergleich der Schätzverfahren . . . . .	89
<b>6</b>	<b>Zylinderkonforme Mikrostreifenleitungsantenne</b>	<b>97</b>
6.1	Untergruppe zur Elevations-Diagrammformung . . . . .	100
6.2	Gruppenkonfiguration in der Azimutebene . . . . .	106
6.3	Realisierung und Charakterisierung . . . . .	113
6.4	Kalibrierung und Interpolation . . . . .	118
<b>7</b>	<b>Lineare Gruppe mit direktiven Quasi-YAGI-Elementen</b>	<b>123</b>
7.1	Gruppenkonfiguration . . . . .	124
7.2	Entwurf des Quasi-YAGI-Elementes . . . . .	127
7.3	Lineare Gruppe aus vier QY-Elementen . . . . .	135
7.4	Parameterschätzung und Kalibrierung . . . . .	140
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>149</b>
<b>A</b>	<b>Mehrkanal-Empfangssystem</b>	<b>155</b>
<b>B</b>	<b>Elementarstrahler</b>	<b>159</b>
<b>C</b>	<b>Evaluation der Richtungsempfindlichkeit</b>	<b>161</b>
<b>D</b>	<b>Transformation von Kreisgruppen</b>	<b>167</b>
<b>E</b>	<b>Ersatzschaltbild für MS-Diskontinuität</b>	<b>171</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>175</b>
	<b>Eigene Veröffentlichungen</b>	<b>187</b>
	<b>Betreute Studien- und Diplomarbeiten</b>	<b>193</b>
	<b>Lebenslauf</b>	<b>195</b>

# Verzeichnis der wichtigsten Symbole und Abkürzungen

$\cdot^H$	hermitesch oder adjungiert
$\cdot^T$	transponiert
$\cdot^*$	konjugiert komplex
$\cdot$	Ableitung einer Variablen
$\hat{\cdot}$	Einheitsvektor
$\circ$	Spektralgröße
$\odot$	SCHURR-HADAMARD- oder Elementweises-Produkt
$\otimes$	KRONECKER-Produkt
$\hat{\mathbf{u}}$	Eigenvektor
$\mathbf{X}$	Matrix
$\mathbf{x}$	Vektor
$\vec{\mathbf{x}}$	$N \times 2$ Matrix aus zwei Vektoren, die unterschiedlichen Polarisationsanteilen zuzuordnen sind
$x$	Skalar
$\mathbf{X}^\dagger$	$\mathbf{X}^H \cdot (\mathbf{X}\mathbf{X}^H)^{-1}$ oder $(\mathbf{X}^H\mathbf{X})^{-1} \cdot \mathbf{X}^H$ , Pseudoinverse von $\mathbf{X}$ [45]
$\mathcal{P}_{\mathbf{X}}$	$\mathbf{X}^H \cdot (\mathbf{X}\mathbf{X}^H)^{-1} \cdot \mathbf{X}$ , transparente Orthogonalprojektion zu $\mathbf{X}$
$\mathcal{P}_{\mathbf{X}}^\perp$	$\mathbf{I} - \mathcal{P}_{\mathbf{X}}$ , undurchsichtige Orthogonalprojektion zu $\mathbf{X}$
$E\{\cdot\}$	Erwartungswertbildung
$\text{diag}\{\cdot\}$	Erzeugt eine Diagonalmatrix

$\text{eig}\{\cdot\}$	Eigenwerte einer Matrix
$\text{rms}\{\cdot\}$	Quadratischer Mittelwert
$\text{vec}\{\cdot\}$	Setzt die Spalten einer Matrix in einem Vektor zusammen
$\epsilon$	Dielektrizitätszahl, $\epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12} \text{As/Vm}$
$\mu$	Permeabilitätszahl, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{Vs/A}$
$c$	Lichtgeschwindigkeit, $c_0 = 299.7 \cdot 10^6 \text{m/s}$
$C$	Kapazität
$D$	Direktivität einer Antenne
$E, \vec{E}$	Elektrisches Feld
$G$	Gewinn einer Antenne
$H, \vec{H}$	Magnetisches Feld
$I$	Strom
$M$	Anzahl der einfallenden Wellenfronten
$N$	Anzahl der Gruppenelemente
$O$	Anzahl der gewählten Referenzwinkel z.B. für die Kalibrierung
$P$	Leistung oder Leistungsspektrum
$R$	Richtungsempfindlichkeit einer Antennengruppe
$R$	Widerstand
$U$	Spannung
$Z$	Impedanz
$a_n$	Einlaufende Welle am $n$ -ten Tor eines Mehrtors
$b_n$	Auslaufende Welle am $n$ -ten Tor eines Mehrtors
$f$	Frequenz
$k$	Wellenzahl $k = \frac{2\pi}{\lambda}$
$\mathbf{C}$	Kalibriermatrix
$\mathbf{I}$	Einheitsmatrix



---

<b>K</b>	Koppelmatrix
<b>M</b>	Korrelationsmatrix der räumlichen Impulsantworten einer Antenne für alle Raumrichtungen
<b>R</b>	Kovarianzmatrix
<b>S</b>	Selektionsmatrix
<b>S</b>	Streumatrix eines Mehrtors
<b>U</b>	Matrix mit Eigenvektoren
<b>a</b>	Steeringvektor
<b>c</b>	Normiertes Richtdiagramm mit den Komponenten $c_\Theta$ und $c_\Phi$
<b><math>h_z</math></b>	Zeitliche Impulsantwort einer Antennengruppe
<b>n</b>	Rauschvektor
<b>p</b>	Polarisationsvektor mit den Komponenten $p_\Theta$ und $p_\Phi$
<b>r</b>	Ortskoordinatenvektor
<b>s</b>	Signalvektor
<b>w</b>	Gewichtungsvektor
<b>x</b>	Signalvektor
<b><math>\vec{g}</math>, <b>g</b></b>	Elementdiagramm
<b><math>\vec{h}</math>, <b>h</b></b>	Räumliche Impulsantwort einer Antennengruppe
<b><math>\Gamma</math></b>	Reflexionsfaktor
<b><math>\Omega</math></b>	Raumwinkelpaar aus $\Theta$ und $\Phi$ in Kugelkoordinaten
<b><math>\Phi</math></b>	Azimutwinkel
<b><math>\Theta</math></b>	Elevationswinkel
<b><math>\delta</math></b>	Fehlermaß für den Unterschied zweier räumlicher Impulsantworten
<b><math>\eta</math></b>	Wirkungsgrad einer Antenne
<b><math>\eta, \delta</math></b>	Parameterpaar zur Festlegung der Polarisation
<b><math>\lambda</math></b>	Wellenlänge

$\lambda_n$	$n$ -ter Eigenwert einer Matrix
$\Lambda$	Eigenwertmatrix mit Eigenwerten $\lambda_n$ auf der Hauptdiagonalen
$\Pi$	Permutationsmatrix
AD, DA	Analog/Digital, Digital/Analog
ASIC	Application Specific Integrated Circuit, Anwendungsspezifische integrierte Schaltung
CDMA	Code Division Multiple Access, Mehrfachzugriffsverfahren
DFT	Diskrete FOURIER-Transformation
ESPRIT	Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques, Unterraumverfahren zur hochauflösenden Schätzung von Parametern
FDMA	Frequency Division Multiple Access, Mehrfachzugriffsverfahren
HF	Hochfrequenz
LO	Lokalszillator
MUSIC	MUltiple SIgnal Classification, Unterraumverfahren zur hochauflösenden Schätzung von Parametern
PLL	Phased Locked Loop, Phasenregelschleife
RADAR	Radio Aircraft Detection and Ranging
SAR	Synthetic Aperture Radar
SDMA	Space Division Multiple Access, Mehrfachzugriffsverfahren
SNR	Signal to Noise Ratio, Signal-Rausch-Verhältnis
TDMA	Time Division Multiple Access, Mehrfachzugriffsverfahren
ZF	Zwischenfrequenz

# Kapitel 1

## Einleitung

Die Zahl der Mobilfunkteilnehmer hat sich in Deutschland von ca. 8 Millionen in 1997 auf über 55 Millionen in 2001 vergrößert [1] und heute nutzen geschätzte 2.5 Milliarden Menschen weltweit, also mehr als ein Drittel der Weltbevölkerung, Dienste auf der Basis des GSM-Standards (Global System for Mobile Communications). Die moderne Funkkommunikation hat sich somit zu einem bedeutenden Teil der in unserer Gesellschaft als selbstverständlich, vielleicht sogar als unverzichtbar empfundenen Infrastruktur entwickelt. Der starke Anstieg der Teilnehmerzahlen am Ende der 1990er Jahre führte zu einem bemerkenswerten Verfall der Preise für mobile Endgeräte und zur Absenkung der auf den Benutzer entfallenden Kosten für den Betrieb der Netze. Neben der ursprünglich im Vordergrund stehenden Sprachübertragung wächst heute die Nachfrage an Kapazität zur drahtgebundenen und drahtlosen Übertragung von Informationen durch das weltweite Datennetz. Im Zusammenhang mit der drahtlosen Datenübertragung wird dem Einsatz leistungsfähiger Antennensysteme, als Schnittstelle zwischen Freiraumwelle und leitungsgebundener Welle, zukünftig eine wichtige Rolle zukommen.

Wie sich in der Vergangenheit gezeigt hat, ist das für Kommunikationsdienste zur Verfügung stehende Frequenzspektrum begrenzt und hat sich zu einem echten Kostenfaktor entwickelt. Als Erweiterung zu den bisher verwendeten Vielfachzugriffsverfahren TDMA, FDMA, und CDMA wird die Einführung des Raummultiplex (SDMA, Space Division Multiple Access) den Weg für eine nennenswerte Kapazitätssteigerung in Mobilfunksystemen eröffnen. Diese Technik bedingt den Einsatz von aktiven Antennensystemen, d.h. von Antennengruppen mit getrennt zu gewichtenden Elementbeiträgen, welche die Realisierung eines steuerbaren räumlichen Filters darstellen. Dabei wird die Separation verschiedener Teilnehmergruppen, oder gar einzelner Teilnehmer, durch eine entsprechende Formung der Richtcharakteristik der Antenne umsetzbar.

Ein weiteres, stetig wachsendes Anwendungsfeld, in dem der Einsatz leistungsfähiger Antennen eine zentrale Rolle spielen wird, ist die Radarsensorik. Die Verwendung von komplexeren Antennensystemen in Radarsensoren ist bisher im Wesentlichen auf militärische Anwendungen beschränkt geblieben. Die Anforderungen nach einer größeren Funktionalität

lität der Sensorik in der Automatisierungstechnik und für die Realisierung autonomer Systeme werden für die Radarsensorik eine Vielzahl neuer Anwendungsfelder eröffnen. Dieser Trend wird durch die zunehmende Verfügbarkeit kostengünstiger Komponenten für die gesamte Kette von der analogen Höchstfrequenzseite bis hin zum digitalen Signalprozessor unterstützt, sodass diese Techniken für industrielle und kommerzielle Sensorikanwendungen zunehmend interessanter werden. Ein Beispiel für ein solches Anwendungsfeld ist die Umfeldsensorik in der Automobiltechnik, bei der heute unterschiedlichste Radarsensoren zur Nah- und Weitbereichserfassung in Komfort- und Sicherheitssystemen zum Einsatz kommen [2]. Sie liefern Informationen zur Unterstützung einer automatischen Geschwindigkeitsregelung oder geben in Bruchteilen einer Sekunde vor einem nicht mehr vermeidbaren Aufprall Signale zur Auslösung von Sicherheitseinrichtungen.

Die Verwendung von aktiven Antennensystemen, bei denen die Signale der Strahlerelemente einer Antennengruppe parallel der digitalen Signalverarbeitung zugeführt werden, wird auch in der Radarsensorik an Bedeutung gewinnen. Neben der Möglichkeit der Veränderung des Antennendiagramms, ohne mechanische Bewegung der Antenne, schaffen diese Systeme, zusammen mit entsprechenden Verfahren zur Richtungsschätzung aus den digitalisierten Sensordaten, eine nennenswerte Steigerung des räumlichen Auflösungsvermögens und damit eine deutlich bessere Abbildung der Umgebung durch den Sensor.

Die solchen aktiven Antennensystemen zu Grunde liegende Infrastruktur wird durch eine Gruppierung von mehreren identischen oder unterschiedlichen Antennenelementen gebildet. Die Signale der Gruppenelemente werden auf möglichst direktem Weg digitalisiert und einem Signalprozessor zugeführt. Die theoretischen Grundlagen für solche Systeme sind bereits seit vielen Jahren vorhanden [3]. Auch auf dem Gebiet der Signalverarbeitung liegen schon eine Vielzahl von Untersuchungen vor, die für solche Sensorgruppen Wege aufzeigen, welche über die klassische Antennentechnik weit hinaus gehen [4]. Da heute einerseits die benötigte schnelle Analogtechnik für die Aufbereitung der Signale oder zur Datenerfassung bzw. -erzeugung bereitgestellt werden kann und andererseits die entstehenden enormen Datenmengen mit akzeptablen Geschwindigkeiten zu verarbeiten sind, wird gegenwärtig die Schwelle zur kommerziellen Realisierbarkeit dieser Systeme überschritten.

Während in bisherigen Architekturen von Antennensystemen eine separate Betrachtung der Funktionsblöcke von der Antenne bis zur Datenverarbeitung sinnvoll gewesen ist, erfordert der Entwurf von aktiven Antennensystemen eine weitreichendere Betrachtungsweise. Die parallele Ausführung der Signalfade, vom Antennenelement bis in die digitale Verarbeitung der Signale, führt zu einer unmittelbaren Beeinflussung der Signalauswertung und deren Ergebnisse durch die Antenne sowie den in jedem Signalfad enthaltenen Schaltungsteil. Aus dieser neuen Transparenz in der Architektur solcher Antennensysteme folgt, dass bisher kaum miteinander in Verbindung gebrachte Systembereiche nun als untrennbare Einheit aufzufassen sind.

Ausgehend von der Suche nach optimalen Antennenkonfigurationen für spezielle Anwendungen entstehen somit Fragestellungen und Lösungsansätze, deren Ursprünge sowohl in der Hochfrequenz-(HF)-Technik als auch in der Signalverarbeitung zu finden sind. Die vor-

liegende Arbeit liefert Beiträge im Bereich dieser Schnittstelle und zur Lösung von Aufgabenstellungen aus den beiden Teilgebieten. Dabei gliedert sich diese Arbeit im Wesentlichen in zwei Teile. Der Schwerpunkt der ersten Hälfte liegt in der analytischen Betrachtung der Schnittstelle zwischen der Signalverarbeitung und der Antenne als Hochfrequenzkomponente. Der zweite Teil kombiniert diese allgemeingültigen Ergebnisse mit Methoden zur Synthese der Strahlerelemente aus der HF-Technik für den Entwurf spezialisierter Antennenkonzepte.

Die Einführung in die Thematik erfolgt durch die Darstellung der benötigten Grundlagen im anschließenden Kapitel 2. Dabei wird eine systemtheoretische Formulierung für allgemeine Gruppenantennen eingeführt und es werden Verfahren zur Diagrammformung und Richtungsschätzung beschrieben. Grundlegende Darstellungen zum Entwurf und zur Realisierung spezieller Antennentypen erfolgen im Zusammenhang mit der Beschreibung der speziellen Antennenkonfigurationen im zweiten Teil der Arbeit.

Die Spezifikation eines aktiven Antennensystems benötigt eine Vielzahl von Parametern, die durch die einzelnen Systemkomponenten zu erfüllen sind. Zur Beschreibung der Antennengruppe als Hochfrequenzkomponente finden solche Kenngrößen bisher kaum Verwendung. Um eine Basis für den systematischen Vergleich von Gruppenkonfigurationen in aktiven Antennensystemen zur Diagrammformung oder Richtungsschätzung zu schaffen, werden Kenngrößen zur quantitativen Erfassung des Sichtbereiches und der Richtungsauflösung in Kapitel 3 abgeleitet und diskutiert.

Die Verfahren zur Diagrammformung und hochauflösenden Richtungsschätzung basieren in der Regel auf der Annahme fehlerfreier Sensorsignale. Die Verwendung gemessener Signale ist jedoch grundsätzlich durch verschiedene Fehlerquellen beeinträchtigt. Daher ist in der Regel die Kalibrierung der Antennengruppen, d.h. die Kompensation dieser auftretenden Unterschiede, notwendig. In Kapitel 4 werden dazu verschiedene Kalibrierverfahren anhand von Beispielen fehlerbehafteter Antennengruppen untersucht.

Die Fragestellung nach einer universell einsetzbaren und optimalen Antennengruppe ist nicht zu beantworten. Darum ist, nach der Festlegung entsprechender Anforderungen, für jede Anwendung ein optimales Antennenkonzept zu erstellen. Dies schließt sowohl die Verwendung geeigneter Verfahren zur Signalverarbeitung als auch die Auswahl einer geeigneten Antennenkonfiguration ein. Anhand konkreter Fallbeispiele wird dies, mit den Ergebnissen aus dem ersten Teil der Arbeit, in den nachfolgenden Kapiteln demonstriert.

Im Mittelpunkt des Kapitels 5 steht die Nutzung einer Kreisgruppe aus Monopolen für Funkkanalmessungen. Dabei liegt der Schwerpunkt auf der Kalibrierung der Antenne und der Untersuchung verschiedener Verfahren zur Schätzung der gesuchten Kanalparameter. Der Entwurf von zwei unterschiedlichen Mikrostreifenleitungsantennen ist in den Kapiteln 6 und 7 beschrieben. Die jeweilige Ausführung als zylinderkonforme Antenne bzw. als mehrlagige, planare Antenne steht in direktem Zusammenhang mit dem spezifizierten, möglichst großen bzw. gezielt eingeschränkten sichtbaren Winkelbereich. Weiterhin ist für den Einsatz in kommerziellen Systemen immer auf die bestehende Forderung nach einer kostengünstigen Fertigbarkeit zu achten. Für die Synthese der Gruppenelemente spielt die

beschriebene Entwicklung geeigneter Modelle eine zentrale Bedeutung. Die Basis für die messtechnische Charakterisierung dieser Antennengruppen bildet der für diese Aufgabe konzipierte und realisierte Mehrkanalempfänger (Anhang [A](#)), mit dem Signale von bis zu 16 Antennenelementen im Frequenzbereich von 8 GHz bis 12.4 GHz parallel einer digitalen Weiterverarbeitung zugeführt werden können. Für den Einsatz der entworfenen Gruppen in einem aktiven Antennensystem werden, jeweils unter Berücksichtigung der ausgewählten Gruppenkonfiguration, verschiedene Ansätze zur Vorverarbeitung der Signale untersucht. Abschließend werden im letzten Kapitel die wesentlichen Ergebnisse dieser Arbeit zusammengefasst.

# Kapitel 2

## Grundlagen

Zur Einführung der im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Notation erfolgt im ersten Abschnitt dieses Kapitels die Festlegung der verwendeten Beschreibung für allgemeine Gruppenantennen und des verwendeten Signalmodells. In den anschließenden Abschnitten sind für die Arbeit wesentliche Aspekte der Diagrammformung und Richtungsschätzung zusammengestellt. Grundlegende Beschreibungen zum Entwurf und zur Realisierung spezieller Antennentypen erfolgen nicht in diesem Kapitel, sondern sind im Zusammenhang mit den untersuchten Antennensystemen in den entsprechenden Kapiteln 5, 6 und 7 zu finden.

### 2.1 Gruppentheorie und Signalmodell

Die Darstellung der wichtigsten Zusammenhänge aus der Gruppentheorie und aus dem verwendeten Signalmodell erfolgt einerseits zur Festlegung der verwendeten Notation. Durch die Einbindung der Polarisation empfangener oder abgestrahlter elektromagnetischer Wellen stellen die nachfolgenden Formulierungen außerdem eine Erweiterung gegenüber denen der Basisliteratur [4, 5, 3, 6] dar. Der Ausgangspunkt für die Betrachtungen ist eine Gruppe aus  $N$  räumlich verteilten Antennen, wie sie in Bild 2.1 gezeigt ist. Die als Gruppenelemente bezeichneten Antennen befinden sich dabei an beliebigen Positionen mit den Ortskoordinaten<sup>1,2</sup>:

$$\mathbf{r}_n = [x_n \ y_n \ z_n]^T \quad (2.1)$$

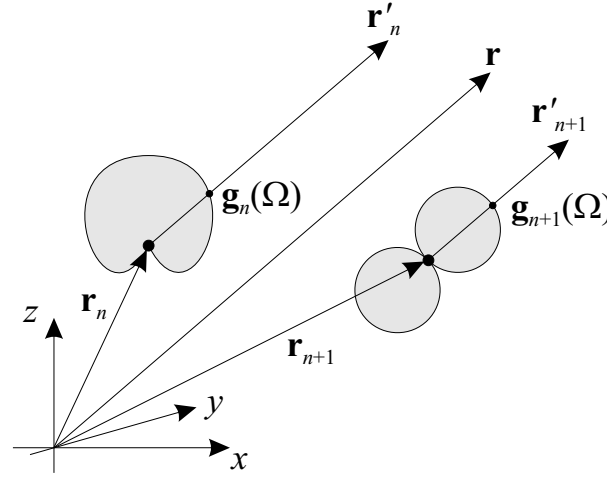
Die individuelle Ausrichtung der Gruppenelemente und deren jeweilige Winkelabhängigkeit der Abstrahlung werden im Fernfeld vollständig durch die Elementdiagramme mit den

---

<sup>1</sup>Die Komponenten von Feld- oder Koordinatenvektoren werden in Spalten- oder Zeilenvektoren zusammengefasst und durch fette Kleinbuchstaben gekennzeichnet. Der zugehörige Feld- oder Koordinatenvektor entsteht durch Multiplikation mit den entsprechenden Einheitsvektoren,

z.B.  $\vec{r}_n = x_n \hat{e}_x + y_n \hat{e}_y + z_n \hat{e}_z$ .

<sup>2</sup>Das Superskript T kennzeichnet die Transponierte einer Matrix.



**Bild 2.1:** Schematische Darstellung einer Gruppe aus beliebig angeordneten, unterschiedlichen Antennen.

relevanten Polarisationskomponenten in  $\Theta$ - und  $\Phi$ -Richtung beschrieben:

$$\vec{g}_n(\Omega) = \mathbf{g}_n \cdot [\hat{e}_\Theta \quad \hat{e}_\Phi]^T, \quad \mathbf{g}_n(\Omega) = [g_{\Theta,n}(\Omega) \quad g_{\Phi,n}(\Omega)]. \quad (2.2)$$

Die Zuordnung der jeweiligen Raumrichtung erfolgt durch den Raumwinkel  $\Omega$ , welcher in Kugelkoordinaten durch das Winkel- oder Koordinatenpaar  $\{\Theta, \Phi\}$  gebildet wird. Unter Verwendung des normierten Elementdiagramms

$$\vec{c}_n(\Omega) = \mathbf{c}_n \cdot [\hat{e}_\Theta \quad \hat{e}_\Phi]^T, \quad \mathbf{c}_n(\Omega) = [c_{\Theta,n}(\Omega) \quad c_{\Phi,n}(\Omega)], \quad (2.3)$$

dessen Maximalbetrag eins ist, ist der Zusammenhang zwischen den Elementdiagrammen und dem Elementgewinn  $G_n$  herzustellen:

$$|\vec{g}_n|^2 = \mathbf{g}_n \mathbf{g}_n^H = G_n \cdot |\vec{c}_n|^2 = G_n \cdot \mathbf{c}_n \mathbf{c}_n^H. \quad (2.4)$$

Der Elementgewinn  $G_n$  entspricht weiterhin dem Produkt aus dem Elementwirkungsgrad  $\eta_n$  und der Elementdirektivität  $D_n$ .

Für Betrachtungen im Fernfeld der Antennengruppe wird zur phasenrichtigen Überlagerung der Beiträge aller Gruppenelemente die Näherung

$$|\mathbf{r}'_n| \approx |\mathbf{r}| - \mathbf{r}_n^T \cdot \frac{\mathbf{r}}{|\mathbf{r}|} = |\mathbf{r}| - \mathbf{r}_n^T \cdot \hat{\mathbf{u}}_r \quad (2.5)$$

für die Verbindungsvektoren zwischen Quellpunkt und Aufpunkt verwendet<sup>3</sup>. Unter der Annahme von Schmalbandsignalen ist der Beitrag des  $n$ -ten Antennenelementes zum elektrischen Feldvektor im Fernfeld der Gruppe durch

$$\vec{E}_n = \frac{e^{-jk|\mathbf{r}|}}{|\mathbf{r}|} \cdot Z \cdot I_n \cdot \vec{g}_n(\Omega) \cdot e^{jk\mathbf{r}_n^T \hat{\mathbf{u}}_r} = E_0 \cdot w_n^* \cdot \vec{g}_n(\Omega) \cdot a_n(\Omega) \quad (2.6)$$

<sup>3</sup>Einheitsvektoren werden durch ein übergestelltes Zirkumflex ( $\hat{\cdot}$ ) gekennzeichnet



gegeben, wobei  $k$  die frequenzabhängige Ausbreitungskonstante  $k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{c}$  ist. Der vom Abstand  $|\mathbf{r}|$  abhängige Faktor

$$E_0 = \frac{e^{-jk|\mathbf{r}|}}{|\mathbf{r}|} \cdot Z \cdot I_0, \quad (2.7)$$

beinhaltet die Proportionalitätskonstante  $Z$  und basiert auf der Definition

$$I_n = I_0 \cdot w_n^* \quad (2.8)$$

für den Strom am Fußpunkt des  $n$ -ten Elementes, mit  $I_0$  als frei wählbarem Referenzstrom<sup>4</sup>. Die komplexen Faktoren  $w_n$  legen die Anregung der einzelnen Gruppenelemente nach Betrag und Phase fest und stellen daher die Gewichtung der einzelnen Fernfeldbeiträge dar. Der Einfluss der unterschiedlichen Elementpositionen innerhalb der Gruppe wird durch den vom Raumwinkel abhängigen Skalar

$$a_n(\Omega) = e^{jk\mathbf{r}_n^T \hat{\mathbf{u}}_r} \quad (2.9)$$

erfasst. Der Feldvektor der räumlichen Impulsantwort des  $n$ -ten Gruppenelementes entsteht durch Multiplikation dieses Skalars mit dem entsprechenden Elementdiagramm des Gruppenelements:

$$\vec{h}_n(\Omega) = \vec{g}_n(\Omega) \cdot a_n(\Omega). \quad (2.10)$$

Der resultierende Feldvektor  $\vec{E}$  folgt schließlich aus der Superposition aller Elementbeiträge:

$$\vec{E}(\Omega) = E_\Theta \hat{e}_\Theta + E_\Phi \hat{e}_\Phi = E_0 \cdot \sum_{n=1}^N w_n^* \cdot \vec{h}_n(\Omega). \quad (2.11)$$

Für den Übergang in die üblichere Vektor-Matrix-Notation werden die komplexen Gewichtungsfaktoren in dem Vektor

$$\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T \quad (2.12)$$

zusammengestellt. Die  $N \times 2$  Vektorkomponenten, welche die räumliche Impulsantwort der gesamten Gruppe definieren, bilden die Matrix<sup>5</sup>

$$\vec{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} h_{\Theta,1} & h_{\Theta,2} & \dots & h_{\Theta,N} \\ h_{\Phi,1} & h_{\Phi,2} & \dots & h_{\Phi,N} \end{bmatrix}^T. \quad (2.13)$$

<sup>4</sup>Das Superskript  $*$  kennzeichnet das konjugiert Komplexe einer Variablen.

<sup>5</sup>Im Allgemeinen werden Matrizen mit fettgedruckten Großbuchstaben bezeichnet. Um zu kennzeichnen, dass eine  $N \times 2$  Matrix, z.B. die räumliche Impulsantwort  $\vec{\mathbf{h}}$ , die Information von zwei Polarisierungen enthält, wird in speziellen Fällen ein fettgedruckter Kleinbuchstabe sowie ein übergestellter Pfeil mit Doppelspitze verwendet. Ist eine der Polarisationskomponenten vernachlässigbar, dann verringert sich die Dimension auf  $N \times 1$  und  $\vec{\mathbf{h}}$  geht in den Vektor  $\mathbf{h}$  über.

Für den elektrischen Feldvektor folgt dann die kompakte Formulierung<sup>6</sup>:

$$\vec{E}(\Omega) = E_0 \cdot \mathbf{w}^H \cdot \vec{\mathbf{h}}(\Omega) \cdot [\hat{e}_\Theta \quad \hat{e}_\Phi]^T. \quad (2.14)$$

Daraus resultiert unmittelbar das normierte Richtdiagramm der Gruppe als Skalarprodukt des Gewichtungsvektors und der räumlichen Impulsantwort:

$$\vec{c}(\Omega) = \frac{\vec{E}(\Omega)}{E_0} = \mathbf{c}(\Omega) \cdot [\hat{e}_\Theta \quad \hat{e}_\Phi]^T, \quad \mathbf{c}(\Omega) = [c_\Theta(\Omega) \quad c_\Phi(\Omega)] = \mathbf{w}^H \cdot \vec{\mathbf{h}}(\Omega). \quad (2.15)$$

Das Verhältnis der Komponenten von  $\mathbf{c}(\Omega)$  gibt weiterhin Aufschluss über die richtungsabhängige Polarisierung des abgestrahlten Feldes. Die Beschreibung der Polarisierung einer elektromagnetischen Welle erfolgt allgemein durch den Einheitsvektor<sup>7</sup>

$$\hat{p} = \cos \eta \hat{e}_\Theta + \sin \eta e^{j\delta} \hat{e}_\Phi = [\hat{e}_\Theta \quad \hat{e}_\Phi] \cdot \mathbf{p}^H, \quad \mathbf{p} = [\cos \eta \quad \sin \eta e^{-j\delta}]^T, \quad (2.16)$$

der je nach Wahl der Parameter  $\eta$  und  $\delta$  eine beliebige lineare, zirkulare oder elliptische Polarisierung darstellt. Zwischen der Polarisierung und dem normierten Richtdiagramm der Gruppe besteht schließlich der Zusammenhang

$$\mathbf{p}(\Omega) = \frac{\mathbf{c}(\Omega)}{|\mathbf{c}(\Omega)|}. \quad (2.17)$$

Diese Beschreibungen ermöglichen eine kompakte und umfassende Handhabung der Fälle, bei denen mit Beiträgen aus unterschiedlichen Polarisierungen zu rechnen ist. Bei dem Übergang auf die üblicherweise betrachteten Fälle einfacher Polarisierung geht der vektorielle Charakter von  $\mathbf{c}(\Omega)$  verloren und die Variable wird zu der skalaren Größe  $c(\Omega)$ .

Die durch die Anordnung der Gruppenelemente entstehenden Phasenterme  $a_n$  sind von der Polarisierung unabhängig und bilden den Vektor

$$\mathbf{a}(\Omega) = [a_1, a_2, \dots, a_N]^T. \quad (2.18)$$

Die räumliche Impulsantwort der Gruppe folgt dann aus dem Matrixprodukt

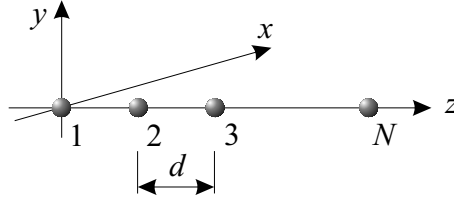
$$\vec{\mathbf{h}}(\Omega) = \text{diag}\{\mathbf{a}(\Omega)\} \cdot \vec{\mathbf{g}}(\Omega), \quad (2.19)$$

wobei die winkel- und polarisationsabhängigen Elementdiagramme in der Matrix  $\vec{\mathbf{g}}(\Omega)$ , analog zu  $\vec{\mathbf{h}}(\Omega)$  in Gleichung 2.13, angeordnet sind. Die Operation  $\text{diag}\{\cdot\}$  verteilt die Elemente eines  $N \times 1$ -Vektors auf die Hauptdiagonale einer  $N \times N$  Matrix, während alle anderen Matrixeinträge Null sind. Ist nur eine Polarisierung zu betrachten, dann ist die Multiplikation auch durch das elementweise Schurr-Hadamard-Produkt

$$\mathbf{h}(\Omega) = \mathbf{g}(\Omega) \odot \mathbf{a}(\Omega) \quad (2.20)$$

<sup>6</sup>Das Superskript H kennzeichnet das Hermitesche oder Transjugierte, also das Transponierte und konjugiert Komplexe, einer Matrix bzw. eines Vektors.

<sup>7</sup>Der Zusammenhang zwischen den Parametern  $\eta$  und  $\delta$  und dem häufig verwendeten Parameterpaar aus Achsverhältnis und der Lage der Hauptachse zur Beschreibung der Polarisierung ist z.B. in [7] zu finden.



**Bild 2.2:** Lineare Gruppe aus  $N$  isotropen Kugelstrahlern in äquidistanter Anordnung entlang der  $z$ -Achse.

auszudrücken. Ist darüber hinaus  $g_n(\Omega) = g(\Omega)$ , d.h. die Elemente der Gruppe sind identisch, so kann die Matrix  $\vec{\mathbf{g}}$  in einen Skalar übergehen. Aus der allgemeinen Formulierung der räumlichen Impulsantwort entsteht dann das klassische Multiplikative Gesetz der Gruppentheorie aus Element- und Gruppenfaktor [6]:

$$c(\Omega) = \mathbf{w}^H \mathbf{h}(\Omega) = \underbrace{g(\Omega)}_{\text{Elementfaktor}} \cdot \underbrace{\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\Omega)}_{\text{Gruppenfaktor}}. \quad (2.21)$$

Aufgrund der elementaren Bedeutung der in Bild 2.2 gezeigten linearen Gruppe aus isotropen Kugelstrahlern in äquidistanter Anordnung, werden hier für diese Gruppe die charakteristischen Größen angegeben. Eine Zusammenstellung der Eigenschaften der im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Elementarstrahler ist in Anhang B gegeben. Danach ist die Abstrahlung des isotropen Kugelstrahlers unabhängig vom Raumwinkel  $\Omega$ , sodass sich die Matrix  $\vec{\mathbf{g}}$  auf den Skalar  $g_n = g = 1$  reduziert. Der winkelabhängige Phasenunterschied bei der Überlagerung der Feldkomponenten im Fernfeld ist nach Gleichung 2.9 mit

$$\mathbf{r}_n^T \cdot \hat{\mathbf{u}}_r = [0 \quad 0 \quad (n-1)d] \cdot \begin{bmatrix} \cos \Phi \sin \Theta \\ \sin \Phi \sin \Theta \\ \cos \Theta \end{bmatrix} = (n-1)d \cos \Theta \quad (2.22)$$

durch die Faktoren

$$a_n = e^{j(n-1)\Psi}, \quad \Psi = 2\pi \cdot \frac{d}{\lambda} \cdot \cos \Theta \quad (2.23)$$

gegeben. Die räumliche Impulsantwort der Gruppe lautet somit:

$$\vec{\mathbf{h}} \rightarrow \mathbf{h} = g \cdot \mathbf{a} = \mathbf{a} = [1, e^{j\Psi}, e^{2j\Psi}, \dots, e^{(N-1)j\Psi}]^T. \quad (2.24)$$

Eine Besonderheit dieser räumlichen Impulsantwort ist, dass die Elemente des Vektors  $\mathbf{h}$  als Potenz der Basis  $e^{j\Psi}$  mit der Ordnungszahl  $n-1$  im Exponenten darstellbar sind. Diese Ordnung innerhalb eines Vektors wird als VANDERMONDE-Struktur bezeichnet.

Die bisher durchgeführten Betrachtungen beschränken sich auf den Fall abgestrahlter Felder, also den Sendefall. Aufgrund der Reziprozität ist die vorgestellte Beschreibungsform

ebenfalls auf den Empfangsfall anzuwenden. Die Antennengruppe wird dabei von  $M$  unterschiedlichen Wellenfronten erreicht, deren Überlagerung am  $n$ -ten Gruppenelement das Elementsignal

$$x_n(t) = \sum_{m=1}^M \vec{h}_n(\Omega_m) \vec{p}_m s_m(t) \quad (2.25)$$

erzeugt. Jeder Wellenfront ist dabei eine Polarisierung durch den Vektor  $\vec{p}_m$  und eine Zeitabhängigkeit durch das modulierende Basisbandsignal  $s_m(t)$  zugeordnet. Die Eigenschaften der Antenne fließen durch die räumliche Impulsantwort  $\vec{h}_n(\Omega_m) = \vec{h}_n(\Theta_m, \Phi_m)$  ein. Durch Nutzung der kompakteren Vektor-Matrix-Notation erfolgt die Zusammenstellung der  $N$  Elementsignale  $x_n(t)$  in dem Signalvektor

$$\mathbf{x}'(t) = \sum_{m=1}^M \vec{\mathbf{h}}(\Omega_m) \mathbf{p}_m^H s_m(t) = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s}(t). \quad (2.26)$$

Durch die Festlegung der Richtung und Polarisierung einer einfallenden Wellenfront ist dieser ein Vektor mit der speziellen räumlichen Impulsantwort

$$\mathbf{h}_m = \vec{\mathbf{h}}(\Omega_m) \mathbf{p}_m^H \quad (2.27)$$

zuzuordnen. Diese  $M$  Vektoren bilden die Matrix  $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_M]$  in der Gleichung 2.26, welche mit den Basisbandsignalen im Vektor  $\mathbf{s}(t)$  den rauschfreien Signalvektor bestimmt. Darüber hinaus sind den empfangenen Signalen Störungen durch zeitlich und räumlich unkorrelierte Signale überlagert [5]. Zur Modellierung eines gemessenen Signalvektors ist daher dem idealen Signalvektor der Rauschvektor  $\mathbf{n}(t)$  hinzuzufügen,

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t), \quad (2.28)$$

welcher durch seine statistischen Eigenschaften definiert ist. Die Signale  $n_n(t)$ , deren Rauschleistung durch  $N_0$  gegeben ist, werden als mittelwertfrei und untereinander unkorreliert angenommen:

$$\mathbb{E} \{n_n(t)\} = 0, \quad \mathbb{E} \{|n_n(t)|^2\} = N_0, \quad \mathbb{E} \{\mathbf{n}(t) \mathbf{n}^H(t)\} = N_0 \cdot \mathbf{I}. \quad (2.29)$$

Um für den Sende- und Empfangsbetrieb eine verzerrungsfreie Übertragung zu gewährleisten, ist die Linearität im Signalpfad des Antennensystems zu bewahren. Das Ausgangssignal des Antennensystems  $y(t)$  muss demnach aus der linearen Superposition der Elementsignale  $x_n(t)$  folgen:

$$y(t) = \sum_{n=1}^N w_n^* \cdot x_n(t) = \mathbf{w}^H \cdot \mathbf{x}(t). \quad (2.30)$$

Den Signalen ist allgemein ein frequenzabhängiger Ausbreitungsterm zuzuordnen. Für in der HF-Lage schmalbandige Nachrichtensignale sind diese Phasenänderungen bei nicht zu

großen Abmessungen der Antennenanordnung jedoch zu vernachlässigen. Für breitbandige Nachrichtensignale genügt die räumliche Filterung durch einfache Linearkombination der Einzelelementsignale mit konstanten Koeffizienten nicht. In diesem Fall ist z.B. eine kombinierte räumliche und zeitliche Filterung erforderlich [8].

Neben der direkten Gewichtung der Elementsignale ist in bestimmten Fällen die Verwendung einer vorgeschalteten Transformation in einen Bildbereich nützlich. Diese wird zur Reduzierung der Komplexität oder zur Abbildung der räumlichen Impulsantwort auf eine besser handhabbare Struktur, z.B. auf die vorgestellte VANDERMONDE-Struktur, verwendet. Der transformierte bzw. abgebildete Signalvektor ist dann durch

$$\mathbf{x}_T = \mathbf{T}^H \tilde{\mathbf{x}} \quad (2.31)$$

gegeben. In einem Szenario, bei dem mit einem Signaleinfall nur aus einem eingeschränkten Winkelbereich zu rechnen ist, lässt sich bei einer vorgegebenen Anzahl von Gruppenelementen  $N$  die Anzahl der zu betrachtenden Signalpfade nennenswert reduzieren, wenn der zu beobachtende Winkelbereich durch einen Satz von  $P$  orthogonalen Richtdiagrammen abgedeckt wird. Diesen orthogonalen Diagrammen sind die Gewichtungsvektoren  $\mathbf{w}_p$  zugeordnet, welche in der Transformationsmatrix

$$\mathbf{T} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_P] \quad (2.32)$$

zusammengefasst sind. Dabei ist die verwendbare Anzahl der Diagramme  $P$  üblicherweise kleiner als die Anzahl der Gruppenelemente  $N$  [5]. Unter Verwendung der Gleichung 2.28 folgt für den transformierten Signalvektor allgemein der Ausdruck

$$\mathbf{x}_T(t) = \mathbf{T} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{s}(t) + \mathbf{T} \cdot \mathbf{n}(t), \quad (2.33)$$

$$= \mathbf{H}_T \cdot \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}_T(t). \quad (2.34)$$

Da die  $N \times M$  Matrix  $\mathbf{H}$  aus den räumlichen Impulsantworten  $\mathbf{h}_m = \mathbf{h}(\Omega_m)$  besteht, ist solch eine Transformation auch als Abbildung auf eine neue Gruppenstruktur mit der räumlichen Impulsantwort  $\mathbf{h}_T(\Omega) = \mathbf{T}^H \mathbf{h}(\Omega)$  zu interpretieren. Diese Impulsantworten sind dann wieder in der  $P \times M$  Matrix  $\mathbf{H}_T$  zusammengefasst. Die Vorverarbeitung des Signalvektors durch eine Transformation oder eine Interpolation innerhalb eines bestimmten Winkelbereiches soll, wie eingangs angedeutet, vorteilhaft für die weitere Verarbeitung der Signale wirken. Dabei ist jedoch zu beachten, dass dieses Vorgehen auch den Rauschvektor beeinflusst und die statistischen Eigenschaften von  $\mathbf{n}_T(t)$  in der Regel nicht mehr denen in Gleichung 2.29 entsprechen werden [9].

Für die weiteren Betrachtungen liegt nun eine einheitliche, kompakte Beschreibung des Verhaltens einer beliebig aufgebauten Antennengruppe vor. Diese ist für die Behandlung des Sende- und Empfangsfalls einer Sensorgruppe anwendbar und berücksichtigt ebenfalls den in der Literatur häufig vernachlässigten Polarisationscharakter der elektromagnetischen Welle.

## 2.2 Diagrammformung

Das generelle Ziel der Diagrammformung ist die Kontrolle der räumlichen Verteilung elektromagnetischer Energie oder die Einstellung der räumlichen Empfindlichkeit auf einfallende elektromagnetische Wellen mittels einer kontinuierlichen oder diskretisierten Antennenapertur. Realisierungsbeispiele für kontinuierliche Aperturen sind Linsen-, Horn- oder Reflektorantennen [6, 10]. Gruppenantennen, die im Fokus dieser Arbeit liegen, bilden durch die räumliche Anordnung von gleichen oder unterschiedlichen Antennenelementen diskretisierte Aperturen. Die den Elementen zugeordneten Signalpfade werden mit den Koeffizienten  $w_n$  separat gewichtet und superponiert, sodass ein Richtdiagramm entsprechend der Gleichung 2.15 entsteht. Eine speziellere Aufgabenformulierung für die Diagrammformung ist daher die Bestimmung von Gewichtungskoeffizienten, mit dem Ziel der Optimierung anwendungsspezifischer Gütekriterien. Durch die Analogie dieser Problemformulierung zur Filterung zeitdiskreter Signale ist die Diagrammformung auch als räumliche Filterung aufzufassen.

### 2.2.1 Verfahren zur Diagrammformung

Ist mit einer vorgegebenen Antennengruppe ein durch Hauptkeulenbreite, Nebenkeulenniveau, usw. spezifiziertes Richtdiagramm einzustellen, so erfolgt dies in einem als Diagrammsynthese bezeichneten Entwurfsabschnitt. Grundsätzlich sind die Gewichtungsfunktion in einer planaren Antennenapertur oder Antennengruppe und das zugehörige Fernfelddiagramm durch die FOURIER-Transformation oder die diskrete FOURIER-Transformation (DFT) miteinander verknüpft. Dies wird beispielsweise für den Fall der in Bild 2.2 gezeigten linearen Anordnung von Antennenelementen in äquidistanten Abständen deutlich. Der zugehörige Gruppenfaktor  $\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\Omega)$  aus Gleichung 2.21 mit der räumlichen Impulsantwort  $\mathbf{h} = \mathbf{a}$  der linearen Gruppe aus Gleichung 2.24 stellt nichts anderes als die DFT des Gewichtungsvektors  $\mathbf{w}$  dar. Somit sind zur Diagrammsynthese bekannte Analogien aus dieser Transformation nutzbar.

Zur Berechnung von speziellen Gewichtungsfunktionen stellte DOLPH ein analytisches Verfahren unter Verwendung von CHEBEYSHEV-Polynomen vor [11]. Es erzeugt bei vorgegebener Aperturbreite und für eine festgelegte Nebenkeulenunterdrückung ein Richtdiagramm mit minimaler Hauptkeulenbreite, also maximaler Direktivität. Ähnliche Ergebnisse werden auch durch eine Gewichtung der Signalpfade entsprechend dem von TAYLOR eingeführten Verfahren für lineare und kreisförmige Aperturen erzielt [12, 13]. Bei dem in [14] beschriebenen Vorgehen wird das angestrebte Richtdiagramm aus der Überlagerung orthogonaler Sinc-Funktionen erzeugt und daraus die benötigte Aperturbelegung abgeleitet. Bei diesen Ansätzen zur Diagrammsynthese werden jeweils Betrag und Phase der komplexen Gewichtungskoeffizienten  $w_n$  bestimmt. In praktischen Ausführungen von Leitungsnetzwerken ist es jedoch unter Umständen schwierig, stark unterschiedliche Beträge zur Anregung der Gruppenelemente zu realisieren. Daher werden zur Diagrammformung auch Methoden angewandt, bei denen die Realisierung eines gewünschten Richtdiagramms nur durch Varia-

tion der Anregungsphase erreicht wird, z.B. in [15].

Für spezielle Radar-, Sensor- oder Übertragungssysteme können unter Umständen weitergehende Anforderungen an die Richtcharakteristik der Antennengruppe gestellt werden. So ist beispielsweise ein Diagramm mit stärker unterdrückten Nebenkeulen in jenen Winkelbereichen erforderlich, aus denen besonders starke Störer zu erwarten sind. In solchen Fällen wird häufig auf numerische Optimierungsverfahren zurückgegriffen, z.B. für lineare Antennengruppen in [16].

Die Mehrzahl der Verfahren zur Diagrammsynthese basieren auf der Annahme einer speziellen Gruppenkonfiguration. Für beliebig geformte Gruppen ist die Synthese im Allgemeinen nicht analytisch möglich. Hier kommen dann projektive Verfahren zum Einsatz, welche die Abbildung auf eine analytisch handhabbare Struktur [17, 18] oder auf analytisch behandelbare Wellenfelder [19] vornehmen. Weiterhin kommen bei der Diagrammsynthese für solche Gruppen auch Optimierungsalgorithmen zum Einsatz, die an adaptive Verfahren zur Diagrammformung und Störerunterdrückung angelehnt sind [20, 21, 22].

Die Anwendung adaptiver Algorithmen zur Diagrammformung für Sensor- und Kommunikationsanwendungen ist immer dann vorteilhaft oder notwendig, wenn z.B. wegen der Zeitabhängigkeit des Signaleinfalls in einem Mobilfunkszenario die a-priori-Spezifizierung des geeigneten Richtdiagramms nicht möglich ist. Aus der Disziplin der Signalverarbeitung für Sensorgruppen ist bereits eine Vielzahl von Algorithmen hervorgegangen, die entsprechend der Signal- oder Kanaleigenschaften variieren [3]. Das übergeordnete Ziel dieser Algorithmen ist die Optimierung des Nutzsignals im Verhältnis zu auftretenden Störsignalen und dem Rauschen. Neben der Filterung der Signale im Zeit- oder Frequenzbereich gelingt dies durch die Ausnutzung der räumlichen Eigenschaften des Funkkanals, d.h. durch die Optimierung des Richtdiagramms der Gruppenantenne und der Bestimmung der zugehörigen Gewichtungskoeffizienten zum bevorzugten Empfang eines bestimmten Signals.

Eine zentrale Rolle bei der Einstufung eines Signalszenarios oder einer Kanalsituation spielt die räumliche Kovarianzmatrix  $\mathbf{R}$ , die bei der Berechnung der Leistung  $P_y$  des Empfangssignals einer Gruppenantenne  $y(t)$  aus Gleichung 2.30 auftritt [23]:

$$P_y = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T |y(t)|^2 dt = E \{ |y(t)|^2 \} = E \{ \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \mathbf{x}(t)^H \mathbf{w} \}. \quad (2.35)$$

Darin ist der Gewichtungsvektor  $\mathbf{w}$  zeitinvariant und die Reihenfolge aus Vektormultiplikation und Erwartungswertbildung ist vertauschbar:

$$P_y = \mathbf{w}^H E \{ \mathbf{x}(t) \mathbf{x}(t)^H \} \mathbf{w}. \quad (2.36)$$

Die verbleibenden Erwartungswerte entsprechen der Korrelation aller Elementsignale  $x_n$  untereinander und bilden die räumliche Kovarianzmatrix

$$\mathbf{R} = E \{ \mathbf{x}(t) \mathbf{x}(t)^H \} \approx \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{x}(k) \mathbf{x}(k)^H. \quad (2.37)$$

Für die ideale Erwartungswertbildung ist eine zeitlich unbegrenzte Betrachtung der Signale  $x_n(t)$  notwendig. Da für Berechnungen natürlich nur eine endliche Anzahl von zeitdiskreten Abtastwerten  $x_n(k)$  zur Verfügung steht, erfolgt die Approximation der Kovarianzmatrix praktisch durch eine endliche Summation [4].

Wird weiterhin der Aufbau des Signalvektors  $\mathbf{x}$  nach Gleichung 2.28 berücksichtigt, so lässt sich die Zerlegung der Kovarianzmatrix in einen Signalanteil und einen Rauschanteil durchführen:

$$\mathbf{R} = \mathbf{H} \cdot \mathbb{E} \{ \mathbf{s} \mathbf{s}^H \} \cdot \mathbf{H}^H + \mathbb{E} \{ \mathbf{n} \mathbf{n}^H \} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{P} \cdot \mathbf{H}^H + N_0 \mathbf{I}, \quad (2.38)$$

$$= \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H. \quad (2.39)$$

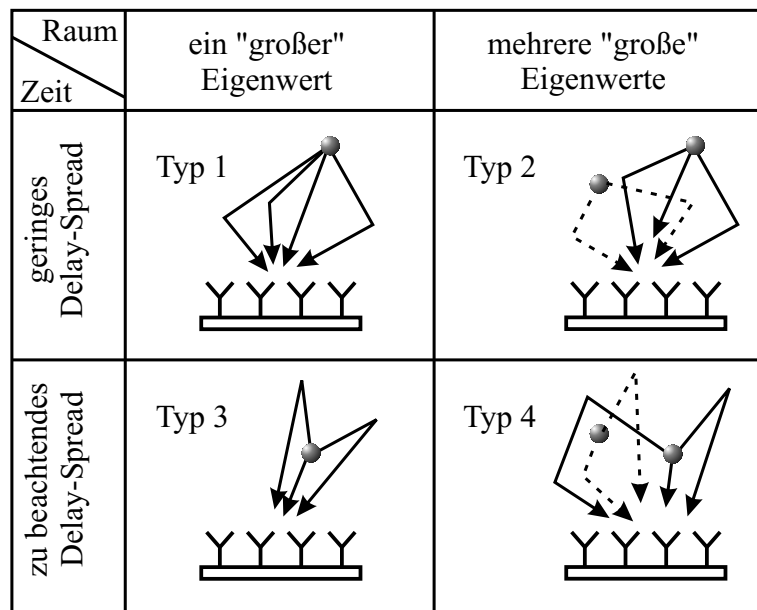
Dabei wird angenommen, dass neben den in Gleichung 2.29 angegebenen statistischen Eigenschaften der Rauschsignale auch die Signale  $s_m$  untereinander und zu den Rauschsignalen unkorreliert sind. Somit ist  $\mathbf{P}$  eine  $M \times M$  Diagonalmatrix mit den Leistungen der einfallenden Signale.

Die Eigenstrukturanalyse der räumlichen Kovarianzmatrix  $\mathbf{R}$  führt auf die äquivalente Darstellung in Gleichung 2.39 mit den Eigenwerten in der Diagonalmatrix  $\mathbf{\Lambda}$  und den zugehörigen Eigenvektoren in der Matrix  $\mathbf{U}$ . Fallen nun auf die Gruppe aus  $N$  Elementen  $M$  Wellenfronten ein, so wird die Eigenwertzerlegung  $M$  „große“ Eigenwerte und  $N - M$  „kleine“ Eigenwerte ergeben. Im rauschfreien Fall entfällt der zweite Summand in Gleichung 2.38 und der Rang von  $\mathbf{R}$  ist durch die Dimension von  $\mathbf{P}$ , also durch die Anzahl der Wellenfronten vorgegeben. Die Eigenwerte  $\lambda_1 \dots \lambda_M$  werden in diesem Fall indirekt durch die Leistungen der  $M$  einfallenden Signale bestimmt, während die Eigenwerte  $\lambda_{M+1} \dots \lambda_N$  Null sind. Bei auftretendem Rauschen werden die  $N - M$  kleineren Eigenwerte der Rauschleistung  $N_0$  entsprechen.

Die Auswertung der Eigenstruktur von  $\mathbf{R}$  ermöglicht daher Aussagen über die Anzahl und die räumliche Verteilung einfallender Wellenfronten. In einer Mobilfunkumgebung sind diese beispielsweise unterschiedlichen Quellen und Ausbreitungspfaden zuzuordnen. Die durch Mehrwegeausbreitung entstehenden Pfade mit unterschiedlichen Laufzeiten führen ohne geeignete Entzerrung am Empfänger zur Überlagerung der zeitlich versetzten Signale und erzeugen die sogenannte Inter-Symbol-Interferenz (ISI). Die als Delay-Spread bezeichnete Verteilung der Pfadlaufzeiten sowie die Anzahl und die räumliche Verteilung der einfallenden Wellen bilden ein Parameterpaar zur Charakterisierung einer Kanalsituation. Deren richtige Einschätzung führt wiederum zur Auswahl einer geeigneten Strategie für die Bestimmung eines entsprechenden Richtdiagramms und/oder einer entsprechenden Entzerrung der Signale der Sensorgruppe. Nach [24] ist dazu im Wesentlichen eine Unterscheidung in die vier in Bild 2.3 zusammengestellten Typen möglich.

Die Kanalsituation vom Typ 1 beschreibt eine Mehrwegeumgebung, in der nur das gewünschte Signal vorhanden und das Delay-Spread klein ist. Die Einfallswinkel der Signale sind dabei über einen großen Winkelbereich verteilt. Die Methode des Maximum-Ratio-Combining findet hier die optimalen Elementgewichte und maximiert das Signal-Rausch-Verhältnis [25]. Im Fall des Typ 2 gibt es neben dem gewünschten Signal weitere Störer





**Bild 2.3:** Einteilung möglicher Kanalsituationen in vier Klassen nach der Anzahl der Eigenwerte der Kovarianzmatrix  $\mathbf{R}$  und dem auftretenden Delay-Spread [24].

(Co-Channel Interferer), das Delay-Spread ist jedoch klein. Die Einfallswinkel der Signale sollen dabei wieder über einen großen Winkelbereich verteilt sein. In diesem Szenario ist die räumliche Signalverarbeitung mit einer adaptiven Antenne das geeignete Vorgehen. Dabei werden die Signale einer räumlich verteilten Antennengruppe unter Anwendung geeigneter Algorithmen, z.B. zur Minimierung des quadratischen Fehlers zu einem bekannten Referenzsignal, so kombiniert, dass möglichst nur das gewünschte Signal am Ausgang dieses räumlichen Filters zu entnehmen ist [5].

In einer Kanalsituation vom Typ 3 ist das Delay-Spread stark ausgeprägt und somit gibt es eine starke ISI. Die Signale sollten möglichst aus einem kleinen Winkelbereich einfallen. Dann bildet der Kanalentzerrer im Zeit- oder Frequenzbereich (Equalizer) eine erfolgreiche Möglichkeit zur Signaloptimierung. Das Richtdiagramm folgt dann aus der Gewichtung der Elementsignale proportional zu dem Eigenvektor von  $\mathbf{R}$ , der dem stärksten Eigenwert zugeordnet ist. Im ungünstigsten Szenario, dem Kanal vom Typ 4, zeigen das Nutzsignal und die Störer eine breite Verteilung sowohl im Winkel- als auch im Zeitbereich. In diesem Fall ist eine mehrdimensionale Signalverarbeitung im Zeit- und Raumbereich notwendig, welche die aufwendigste Struktur zeigt.

Diese Zusammenstellung möglicher Szenarien des Signaleinfalls kann natürlich nur eine unvollständige Andeutung der anzutreffenden Vielfalt geeigneter Strategien zur adaptiven Signalverarbeitung, sowohl im Zeitbereich als auch bei der Diagrammformung, sein. Es ist jedoch klar ersichtlich, dass neben der eigentlichen Gruppenkonfiguration vielen weiteren Faktoren eine gewichtige Rolle zugeordnet ist.

Ein Beispiel für die Anwendung von Diagrammformungsverfahren in der Sensorik ist die

Fernerkundung durch Radarsysteme mit synthetischer Apertur (SAR, Synthetic Aperture Radar) [26]. Hierbei wird eine kleine Antennenapertur bewegt und die Aufzeichnung der Radardaten erfolgt entlang der passierten Strecke. Die anschließende Signalverarbeitung, also die gewichtete Überlagerung der gesammelten Daten, erzeugt eine synthetische Antennenapertur, welche die Abmessung der realen Antenne um ein Vielfaches übersteigt. Die angestrebte hohe räumliche Auflösung folgt dann aus der Größe der synthetischen Apertur und der verwendeten Gewichtungsfunktion. Für viele Anwendungen in der Sensorik ist künftig jedoch davon auszugehen, dass Aspekte der Diagrammformung nur eine untergeordnete Rolle spielen. Vielmehr wird der Fokus in diesen Gebieten in der Verwendung kostengünstiger Sensorgruppen und der Objektlokalisierung durch Multilateration, z.B. in [27], oder in dem Einsatz von Sensorgruppen mit hochauflösenden Verfahren zur Richtungsschätzung (Abschnitt 2.3) liegen.

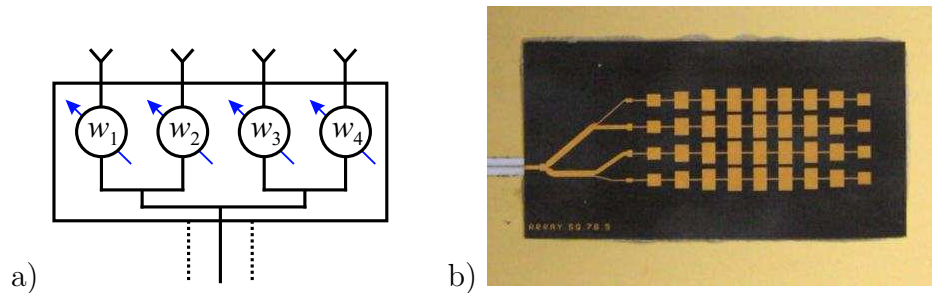
Je nach den Anforderungen aus der Zielanwendung an eine Antennengruppe sind mit den dargestellten Vorgehensweisen die benötigten Gewichtungsfunktionen bzw. -koeffizienten zu bestimmen. Die Infrastruktur zur Realisierung dieser Gewichtungen ist auf unterschiedliche Arten ausführbar. Eine grundlegende Unterteilung ist dabei in analoge und digitale Systeme zur Diagrammformung möglich, welche in den folgenden Abschnitten umrissen werden.

## 2.2.2 Analoge Diagrammformung

Das Gebiet der analogen Diagrammformung deckt sowohl Antennen mit kontinuierlicher als auch mit diskretisierter Apertur ab. Antennen mit besonderen Anforderungen an das Richtdiagramm, den Gewinn oder das Nebenkeulenniveau sind oft als Linsen-, Horn-, oder Reflektorantennen ausgeführt, da dies häufig die effizienteste Lösung in Bezug auf Wirkungsgrad und Kosten ist. Die Gewichtungsfunktion entlang der Aperturen wird dabei durch eine geeignete mechanische Dimensionierung dieser Antennen eingestellt. Zur Diagrammsteuerung werden bei diesen Antennen unterschiedliche Ansätze verwendet, z.B. die mechanische Bewegung der gesamten Antenne oder der Einspeisung eines Linsen- oder Reflektorsystems.

Die Erzeugung der gewünschten Gewichtungskoeffizienten  $w_n$  einer Gruppenantenne, also einer diskretisierten Apertur, erfolgt bei analoger Diagrammformung üblicherweise durch ein physikalisches Leitungsnetzwerk. Wie schematisch in Bild 2.4 a) gezeigt, verbindet dieses die Gruppenelemente, nach der gewünschten Phasen- und Amplitudengewichtung, mit einem oder mehreren Speisepunkten. Dieses ist grundsätzlich in der HF-Ebene als auch in einer Zwischenfrequenz-(ZF)-Ebene realisierbar.

Eine elementare Form eines Verteilnetzwerkes, welches aus einer Kombination von Leistungsteilern besteht, ist in Bild 2.4 b) für eine 77 GHz Automobil-Nahbereichsradarantenne aus vier Untergruppen seriell gespeister Mikrostreifenleitungselemente gezeigt [136, 137]. Die gewünschten Beträge  $|w_n|$  der Gewichtungskoeffizienten werden durch die Teilverhältnisse der Leistungsteiler kontrolliert. Dies ist an den unterschiedlichen Leiterbreiten in den



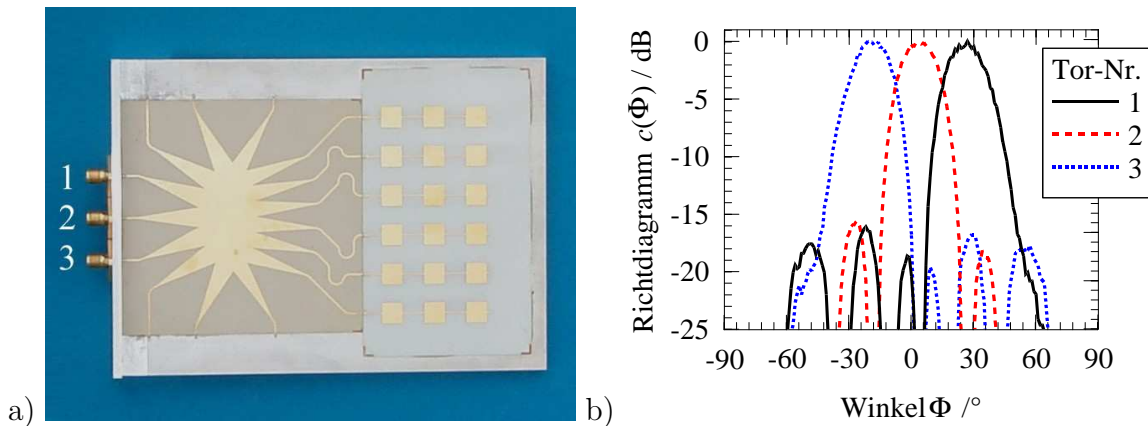
**Bild 2.4:** a) Schematische Darstellung eines Verteilnetzwerkes zur analogen Diagrammformung im HF-Bereich und b) Realisierungsbeispiel einer 77 GHz-Antenne in Mikrostreifenleitungstechnik.

Zweigen des Leisterteilers zu erkennen. Weiterhin ist die Hauptstrahlrichtung der Antenne um  $15^\circ$  von der Lotrechten verschoben. Die dazu erforderlichen Phasenwinkel  $\angle w_n$  der Gewichtungskoeffizienten sind durch geeignete Längen der Leitungen vom Leisterteiler zu den vier Untergruppen eingestellt.

Zur elektronischen Steuerung des Richtdiagramms einer Antennengruppe sind dem Verteilnetzwerk abstimmbare Komponenten, wie abstimmbare Verstärker oder Dämpfungsglieder und Phasenschieber, hinzuzufügen. Antennen werden als phasengesteuerte Antennengruppen (engl. Phased Array) bezeichnet, wenn vorwiegend die Lage der Hauptstrahlrichtung durch Einstellung bestimmter Phasen oder Laufzeiten in den Elementpfaden variiert wird. Die zentrale Komponente in solchen Systemen sind Phasenschieber in der HF-Ebene, deren Funktion beispielsweise durch die Steuerung magnetischer oder dielektrischer Eigenschaften eines wellenführenden Mediums, die Verstimmung von Resonatoren oder die Umschaltung zwischen Pfaden mit unterschiedlicher Laufzeit erreicht wird [28, 29, 30]. Die tiefergehende Behandlung von diesem, in der militärischen Radartechnik begründeten, Verfahren zur Diagrammsteuerung ist beispielsweise in [31, 32, 33] zu finden.

Gruppenantennen mit mehreren parallel nutzbaren und unterschiedlichen Richtdiagrammen (engl. Multi-Beam Antenna) werden durch spezielle Netzwerke zur Leistungsverteilung oder Kombination erzeugt. Diese Netzwerke stellen die analoge Realisierung der in Gleichung 2.31 beschriebenen Transformation dar, die zur Reduzierung der Anzahl der zu verarbeitenden Signalfade führt. Dazu zählen sogenannte BUTTLER-Matrizen aus verschalteten Kopplern [32] oder die in planarer Leitungstechnik vorteilhaft zu realisierenden ROTMAN-Linsen [34, 35].

Eine Studie zur Realisierung einer solchen Linsenstruktur für den Frequenzbereich um 10 GHz mit drei gleichzeitig realisierten Hauptstrahlrichtungen ist in Bild 2.5 a) gezeigt. Jedem der drei Tore des Antennensystems ist, wie in den gemessenen Diagrammen in Bild 2.5 b) zu erkennen, eine eigene Hauptkeule zugeordnet. Je nachdem an welchem Eingang die Linse angeregt wird, entstehen an den Elementausgängen solche Phasenbelegungen, dass verschiedene Hauptstrahlrichtungen ausgeprägt werden. Neben den drei Sende- oder Empfangstoren und den sechs Toren für den Anschluss der Antennenelemente bzw.



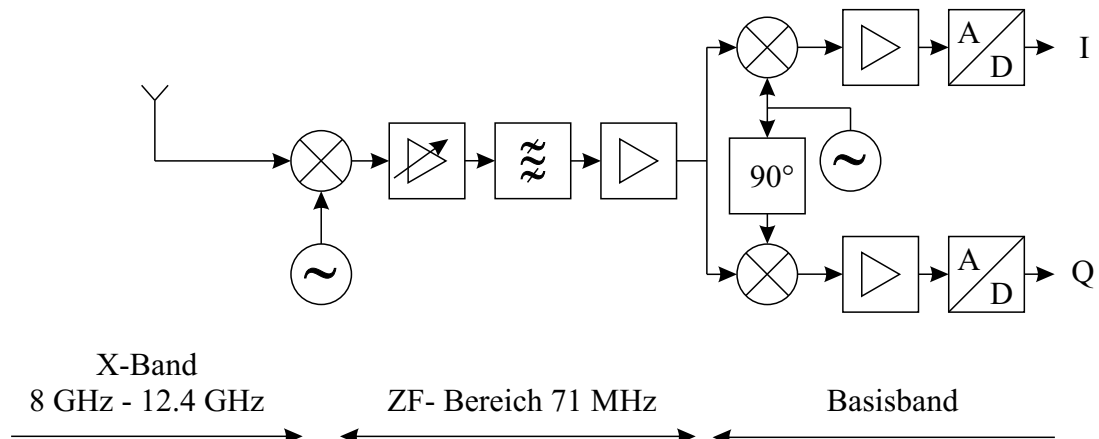
**Bild 2.5:** Studie einer Antennengruppe mit drei gleichzeitig realisierten Hauptstrahlrichtungen. a) Foto der 10 GHz Mikrostreifenleitungsantenne und b) gemessene Richtdiagramme.

Untergruppen werden weiterhin parasitäre Tore benötigt. Diese sind möglichst reflexionsarm abzuschließen, um die Ausbildung von Moden in der Linse senkrecht zur gewünschten Ausbreitungsrichtung zu unterdrücken.

Alternativ zur Strahlformung in der HF-Ebene bietet, abhängig von der Anwendung, der Wechsel in eine Zwischenfrequenz-(ZF)-Lage Vorteile. Generell ist die Realisierung der notwendigen Komponenten und Schaltungsteile mit fallender Frequenz weniger aufwendig. Die Verstärkung des Signals vor der Diagrammformung ist ebenfalls einfacher möglich, sodass den Verlusten im eigentlichen Netzwerk zur Diagrammformung eine geringere Bedeutung zukommt. Da diese Netzwerke in der ZF-Ebene jedoch in der Regel unidirektional sind, wird eine Trennung von Sende- und Empfangspfad für jedes Gruppenelement notwendig. Damit ist unmittelbar ein erheblicher Schaltungs- und Kostenaufwand verbunden.

### 2.2.3 Digitale Diagrammformung

Die digitale Diagrammformung ist die Verbindung von Antennen- und Digitaltechnik, bei der eine gewünschte Antennencharakteristik durch die Gewichtung der digitalisierten Daten aller Signalpfade entsteht. Dieses Vorgehen ist besonders attraktiv, da Funktionen wie Diagrammschwenkung, adaptives Ausblenden von Störern oder adaptive Diagrammformung besonders einfach zu realisieren sind. Es entsteht die Möglichkeit, das Fernfelddiagramm während des Betriebes zu variieren und unterschiedlichen Betriebsarten und Umgebungseinflüssen anzupassen [5]. Die notwendige Signalwandlung, d.h. die Analog-Digital-(AD)-Wandlung bzw. die Digital-Analog-(DA)-Wandlung der Signale für den Empfangs- bzw. den Sendefall, erfolgt dabei idealerweise direkt an der Antenne, um eine nur durch Software definierte Struktur der Signalpfade zu ermöglichen. Praktisch ist die benötigte Infrastruktur der Hardware zur Signalwandlung und -verarbeitung heute jedoch kaum wirtschaftlich zur Verfügung zu stellen. Die Signalwandlung erfolgt deshalb üblicherweise



**Bild 2.6:** Blockschaltbild eines Signalpfades des realisierten Mehrkanal-Empfangssystems nach dem Heterodyn-Verfahren mit zweistufiger Abwärtsmischung.

in einer ZF-Ebene oder direkt im Basisband. Die verwendete Infrastruktur zur digitalen Diagrammformung besteht dann z.B. aus vektormodulierbaren HF-Signalquellen im Sendezweig und Homodyn- oder Heterodyn-Empfängern im Empfangszweig. Die echtzeitfähige Realisierung der anschließenden Signalverarbeitung erfolgt in Form von schnellen Signalprozessoren oder durch den Einsatz anwendungsspezifischer integrierter Schaltungen (engl. Application Specific Integrated Circuit, ASIC). Somit ist es möglich Verfahren zur digitalen Diagrammformung und Richtungsschätzung auch in kommerziellen Anwendungen einzusetzen, wie es das Beispiel eines Automobilradarsensors in [36] zeigt.

Für die im Rahmen der vorliegenden Arbeit durchgeführten Untersuchungen wurde als grundlegende Infrastruktur ein Empfangssystem nach dem Heterodyn-Verfahren realisiert. Es besteht aus 16 parallel zu betreibenden Kanälen mit einer zweistufigen Abwärtsmischung, wie aus dem Blockschaltbild eines einzelnen Empfangszweiges in Bild 2.6 zu erkennen ist. Der HF-Frequenzbereich ist durch die erste Mischer-Ebene und den ersten Lokaloszillator auf Frequenzen von 8 GHz bis 12.4 GHz festgelegt, während der ZF-Bereich durch ein schmalbandiges Oberflächenwellenfilter mit einer Mittenfrequenz von 71 MHz gegeben ist. Die AD-Wandlung der I- und Q-Signale, welche dem Real- und Imaginärteil des komplexen Basisbandsignals entsprechen, erfolgt dann nach der IQ-Demodulation der ZF-Signale. Eine detailliertere Beschreibung des gesamten Empfangssystems ist in Anhang A zu finden.

Die gewählte Heterodyn-Struktur des Empfängers bietet gegenüber der direkten Abwärtsmischung nach dem Homodyn-Verfahren die Möglichkeit einer definierten Bandbegrenzung durch ein festes Filter in der ZF-Ebene. Weiterhin ist die Realisierung der zur Demodulation benötigten Phasenregelschleife (PLL) und der zur Verbesserung der Dynamik verwendeten variablen Verstärker im ZF-Band deutlich einfacher möglich. Andererseits ist eine größere Anzahl von Komponenten pro Signalzweig zu verwenden, wodurch es unter Umständen aufwendiger ist, den notwendigen Gleichlauf der Kanäle zu gewährleisten. Dieses in der

Praxis auftretende Problem wird üblicherweise durch die Kalibrierung während der Vorverarbeitung von gemessenen, digitalisierten Signalen minimiert.

Die digitale Diagrammformung unter Verwendung eines derartigen Mehrkanal-Empfangssystems ermöglicht ein hohes Maß an Flexibilität, z.B. bei der Steuerung der Richtcharakteristik oder der Störerunterdrückung. Darüber hinaus eröffnet diese Infrastruktur, in Verbindung mit einer geeigneten Signalverarbeitung, eine Vielzahl weiterer Möglichkeiten, welche der rein analogen Technik verschlossen bleiben. Die im folgenden Abschnitt umrissenen Verfahren zur hochauflösenden Schätzung der Richtung einfallender Signale sind ein Beispiel dafür.

## 2.3 Richtungsschätzung

In vielen Anwendungen spielt die genaue Schätzung der Einfallsrichtung von Wellenfeldern, welche auf eine Antennengruppe eintreffen, eine zentrale Rolle. Die dazu entwickelten Techniken haben ihren Ursprung in der militärischen Sonar- und Radartechnik, finden jedoch heute auch zunehmend Anwendung in zivilen und kommerziellen Sensorsystemen, beispielsweise im Automobilbereich [37]. In der Mobilkommunikation ändern sich die Richtungen der Mobilstationen in Bezug zur Basisstation häufig nur sehr langsam und die Schätzung der Richtung einer Mobilstation kann aus den Daten der Aufwärtsverbindung erfolgen. Mit dieser Zusatzinformation ist eine verbesserte Verbindungsqualität für die Abwärtsverbindung zu erreichen, welche üblicherweise in einem anderen Frequenzbereich stattfindet [38]. Für die Versorgungsprognose bei der Planung von Funknetzen werden Wellenausbreitungsmodelle verwendet. Diese basieren häufig auf Messungen von Kanaleigenschaften in bestimmten Umgebungen mit charakteristischen Größen wie Leistung, Verzögerungszeit und Einfallsrichtung der Welle am Empfangsort. Die für solche Messungen verwendeten Systeme nutzen, nach der Aufzeichnung komplexwertiger und zeitvarianter Impulsantworten, ebenfalls die hier beschriebenen Verfahren zur Schätzung der Einfallsrichtungen von Wellenfeldern sowie von anderen Kanalparametern [39].

Die Verfahren zur Richtungsschätzung werden in Spektralverfahren und parametrische Verfahren unterteilt. Während die Spektralverfahren im Allgemeinen sehr recheneffizient sind, zeigen die parametrischen Verfahren, abhängig von den Eigenschaften der einfallenden Signale, unter Umständen eine bessere Genauigkeit. So führt z.B. das Auftreten vieler vollständig korrelierter Signale die spektralbasierten Verfahren an ihre Grenzen, während diese mit parametrischen Verfahren problemlos aufzulösen sind. Dagegen steht der hohe Rechenaufwand dieser Verfahren, die häufig mit einer mehrdimensionalen Suche verbunden sind. Weitere Einzelheiten zu parametrischen Verfahren in der Richtungsschätzung sind z.B. in [4] und den dort angegebenen Literaturstellen zu finden. Im Rahmen dieser Arbeit kommen nur die Spektralverfahren zum Einsatz, da sie den Ansprüchen in vielen Anwendungen genügen und in zeitkritischen Applikationen zu bevorzugen sind. Diese Gruppe von Schätzverfahren wird weiterhin in Diagrammformungsverfahren und raumbasierte Verfahren unterteilt und bildet den Inhalt der folgenden Abschnitte.



### 2.3.1 Diagrammformungsverfahren

Die spektralbasierten Diagrammformungsverfahren folgen dem anschaulichsten Ansatz zur Bestimmung der Richtung einer einfallenden Welle mit einer mechanisch steuerbaren Antenne: Die gesuchte Richtungsinformation wird durch Bewegung, z.B. Rotation, der Antenne bis zum Erreichen einer maximalen Empfangsleistung gefunden. Dieses einfache Funktionsprinzip ist auch auf eine feststehenden Antennengruppe mit veränderbaren Gewichtungskoeffizienten  $\mathbf{w}$  übertragbar. Bei der Richtungsschätzung mit dem BARTLETT-Diagrammformer wird die Ausgangsleistung der vorgegebenen, aber beliebigen, Antennengruppe nach Gleichung 2.35 mit dem Gewichtungsvektor

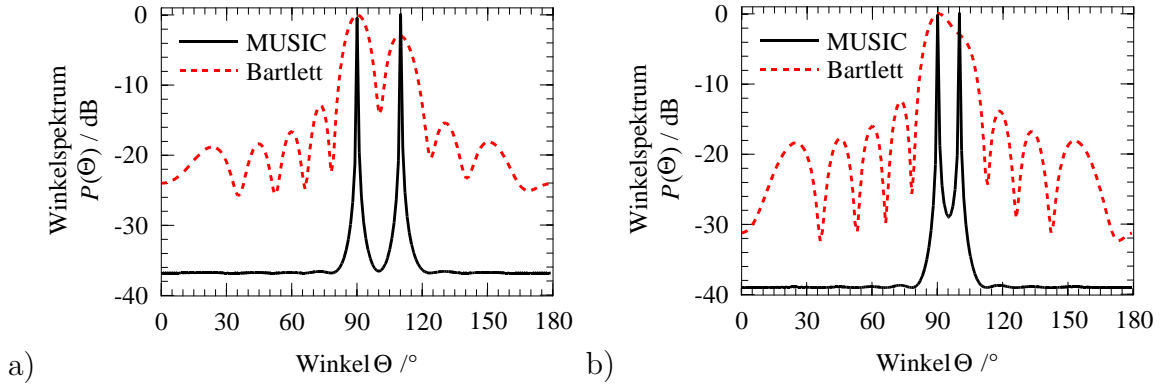
$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{h}(\Omega)}{|\mathbf{h}(\Omega)|} \quad (2.40)$$

für alle zu beobachtenden Richtungen  $\Omega$  berechnet [4]. Die Bestimmung dieses Gewichtsvektors basiert auf der Annahme von weißem unkorreliertem Rauschen in den Sensorsignalen und entspricht der WIENER-Lösung eines angepassten räumlichen Filters [40]. In Kombination mit der durch Gleichung 2.35 beschriebenen Ausgangsleistung der Antennengruppe folgt das Spektrum des BARTLETT-Diagrammformers somit zu

$$P_{Bartlett}(\Omega) = \frac{\mathbf{h}(\Omega)^H \mathbf{R} \mathbf{h}(\Omega)}{|\mathbf{h}(\Omega)|^2}. \quad (2.41)$$

Für das Beispiel einer linearen Antennengruppe mit zehn Elementen und äquidistanten Elementabständen  $d = \lambda/2$  ist das resultierende Spektrum in Bild 2.7 für zwei Einfallszenarien gezeigt. Die Winkeldifferenz zwischen den einfallenden Signalen ist  $20^\circ$  in Bild 2.7 a) und  $10^\circ$  in Bild 2.7 b). Die Grenzen dieses Vorgehens werden vor allem im zweiten Fall deutlich. Während das Spektrum des BARTLETT-Diagrammformers bei einer Winkeldifferenz von  $20^\circ$  noch zwei deutlich zu unterscheidende Maxima zeigt, ist eine Trennung der einfallenden Wellen bei nur  $10^\circ$  Unterschied nicht mehr möglich.

Das resultierende BARTLETT-Spektrum entspricht bei Verwendung einer linearen Gruppe mit äquidistant angeordneten Elementen der diskreten FOURIER-Transformation der Sensordaten. Aus den Eigenschaften dieser Transformation folgt unmittelbar, dass die Richtungsauflösung des BARTLETT-Diagrammformers steigt, wenn die Anzahl der Gruppenelemente bei gleichzeitig festem Elementabstand vergrößert wird. Wie bereits aus dem Bild 2.7 zu erkennen ist, unterliegen die im folgenden Abschnitt beschriebenen hochauflösenden Unterraumverfahren, zu denen auch der MUSIC-Algorithmus gehört, dieser Einschränkung nicht.



**Bild 2.7:** BARTLETT- und MUSIC-Spektrum einer linearen Antennengruppe mit zehn Elementen und äquidistanten Elementabständen  $d = \lambda/2$ . Die Winkeldifferenz der zwei einfallenden Wellenfronten ist a) 20° und b) 10°.

### 2.3.2 Unterraumverfahren

Zur Richtungsschätzung bedienen sich die unterraumbasierten Verfahren der Eigenwertzerlegung der Kovarianzmatrix  $\mathbf{R}$  nach Gleichung 2.39. Wie bereits in Abschnitt 2.2.1 beschrieben, wird die Eigenwertzerlegung bei dem Einfall von  $M$  unkorrelierten Wellenfronten aus verschiedenen Richtungen auf eine Gruppe aus  $N$  Elementen zu  $M$  „großen“ Eigenwerten und  $N - M$  „kleinen“ Eigenwerten führen. Die Eigenwerte  $\lambda_1 \dots \lambda_M$  werden weiterhin indirekt durch die Leistungen der  $M$  einfallenden Signale bestimmt, während die Eigenwerte  $\lambda_{M+1} \dots \lambda_N$  im rauschfreien Fall Null oder ansonsten der Rauschleistung  $N_0$  entsprechen. Diese Unterscheidung nach der Größe der Eigenwerte ermöglicht darüber hinaus die Unterteilung in Unterräume. Die zu den  $M$  „großen“ Eigenwerten gehörenden Eigenvektoren werden in der Matrix  $\mathbf{U}_S$  zusammengefasst und spannen den Signalunterraum auf. Die übrigen Eigenvektoren bilden die Matrix  $\mathbf{U}_R$  und den sogenannten Rauschunterraum. Aus der Gleichung 2.39 wird damit

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}_S \mathbf{\Lambda}_S \mathbf{U}_S^H + \sigma^2 \mathbf{U}_R \mathbf{U}_R^H. \quad (2.42)$$

Diese Unterscheidungsmöglichkeit der Unterräume bildet die Grundlage für viele hochauflösende Verfahren zur Parameterschätzung. Um mit realen Messdaten die richtige Zuordnung der Eigenvektoren zu den Unterräumen vorzunehmen, ist jedoch eine gute Schätzung der Modellordnung, d.h. der tatsächlich vorhandenen einfallenden Signale wichtig. Da für die hier durchgeführten Untersuchung häufig von idealisierten Randbedingungen auszugehen ist, wird für die weitergehende Darstellung dieser Verfahren z.B. auf [39] verwiesen.

Durch Mehrwegeausbreitung kann es dazu kommen, dass stark korrelierte Signale aus unterschiedlichen Richtungen auf eine Antennengruppe treffen. Für die Kovarianzmatrix bedeutet dies, dass diesen Wellenfronten unter Umständen nur ein einziger „großer“ Eigenwert zugeordnet wird. Der entsprechende Eigenvektor entspricht dann keiner gültigen räumlichen Impulsantwort der Gruppe und die Schätzung der Einfallrichtungen schlägt



fehl. In diesem Zusammenhang werden zum Abschluss dieses Abschnittes Verfahren zur Rangerhöhung der Kovarianzmatrix durch eine geeignete Vorverarbeitung der Sensorsignale vorgestellt.

Im Gegensatz zu den Diagrammformungsverfahren hängt die Winkelauflösung der Unterraumverfahren nicht nur von der Größe und der Konfiguration der Antennengruppe ab. Vor allem das auftretende Rauschen und die damit verbundene Trennbarkeit der Unterräume legen die Unsicherheit der Schätzung fest. Der Einfluss des Rauschens ist jedoch theoretisch durch die Vergrößerung der Anzahl der verwendeten Abtastwerte zur Bestimmung der Kovarianzmatrix  $\mathbf{R}$  nach Gleichung 2.37 zu minimieren. Daher spielt die Anzahl der Abtastwerte eine entscheidende Rolle bei der Bestimmung der Winkelauflösung, die mit den Unterraumverfahren erreichbar ist [41]. Der Einfluss der Antennenkonfiguration auf die Winkelauflösung wird in Abschnitt 3.2 weiter erläutert.

### MUSIC-Algorithmus

Der von R. O. SCHMIDT entwickelte MUSIC-Algorithmus (Multiple Signal Classification) [42] nutzt die im idealen Fall auftretende Orthogonalität zwischen den Eigenvektoren des Rauschunterraumes  $\mathbf{U}_R$  und der räumlichen Gruppenantwort  $\mathbf{h}_m = \mathbf{h}(\Omega_m)$ , welche den gesuchten Einfallswinkeln  $\Omega_m$  zugeordnet ist:

$$\mathbf{U}_R^H \mathbf{h}_m = \mathbf{0} \quad \text{für } m = 1 \dots M. \quad (2.43)$$

Das zur Parameterschätzung verwendete MUSIC-Spektrum

$$P_{MUSIC}(\Omega) = \frac{|\mathbf{h}|^2}{\mathbf{h}^H \mathbf{U}_R \mathbf{U}_R^H \mathbf{h}} \quad (2.44)$$

ist kein Spektrum im klassischen Sinne, sondern beschreibt den Abstand zwischen zwei Unterräumen. Wie schon aus der Gleichung 2.43 zu erkennen ist, wird dieses Pseudospektrum stark ausgeprägte Maxima im Falle des gesuchten Einfallswinkels zeigen.

Die Leistungsfähigkeit dieses Verfahrens wird bei dem Vergleich mit dem entsprechenden BARTLETT-Spektrum in Bild 2.7 deutlich. Auch für den Fall geringer Winkeldifferenzen ist die Trennung der beiden einfallenden Wellen in dem angegebenen Beispiel sehr gut möglich.

Der MUSIC-Algorithmus stellt keine besonderen Anforderungen an die Form der räumlichen Impulsantwort der Gruppe. In speziellen Fällen, z.B. einer linearen Antennengruppe, kann auf die Berechnung des vollständigen Spektrums verzichtet werden. Die Richtungsbestimmung ist dann mit dem als Root-MUSIC bekannten Verfahren auf eine recheneffizientere Suche der Nullstellen eines Polynoms zurückführbar [43].

Da  $\mathbf{U}$  eine unitäre Matrix ist, besteht zwischen den Eigenvektoren des Signal- und des Rauschraumes der Zusammenhang:

$$\mathbf{U} \mathbf{U}^H = \mathbf{U}_S \mathbf{U}_S^H + \mathbf{U}_R \mathbf{U}_R^H = \mathbf{I}. \quad (2.45)$$

Das MUSIC-Spektrum ist daher auch in Abhängigkeit von dem Signalraum anzugeben:

$$P_{MUSIC}(\Omega) = \frac{|\mathbf{h}|^2}{\mathbf{h}^H (\mathbf{I} - \mathbf{U}_S \mathbf{U}_S^H) \mathbf{h}}. \quad (2.46)$$

Fällt nur ein Signal auf die Gruppe ein, so besteht der Signalraum idealerweise nur aus dem einen Eigenvektor

$$\hat{\mathbf{u}} = \frac{\mathbf{h}_m}{|\mathbf{h}_m|}, \quad (2.47)$$

welcher parallel zur räumlichen Impulsantwort der Gruppe liegt. Für das MUSIC-Spektrum folgt dann

$$P_{MUSIC}(\Omega) = \frac{|\mathbf{h}|^2}{\mathbf{h}^H \left( \mathbf{I} - \frac{\mathbf{h}_m \mathbf{h}_m^H}{|\mathbf{h}_m|^2} \right) \mathbf{h}}. \quad (2.48)$$

Auf diese kompakte Formulierung wird an verschiedenen Stellen dieser Arbeit zur Evaluierung von Kalibrations-, Transformations- oder Interpolationsverfahren zurückgegriffen.

### ESPRIT-Algorithmus

Ein weiteres populäres Unterraumverfahren zur Richtungsschätzung ist der von ROY und KAILATH beschriebene ESPRIT-Algorithmus (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) [44]. Dabei wird die am Beispiel der räumlichen Impulsantwort einer linearen Gruppe aus Gleichung 2.24 erläuterte VANDERMONDE-Struktur vorausgesetzt. Aus dieser Eigenschaft folgt unmittelbar, dass beispielsweise aus der räumlichen Impulsantwort  $\mathbf{h}$  dieser linearen Gruppe mit  $N$  Elementen die zwei Vektoren

$$\mathbf{h}_1 = [1, e^{jkd \cos \Theta_0}, e^{jk2d \cos \Theta_0}, \dots, e^{jk(N-2)d \cos \Theta_0}]^T \quad (2.49)$$

$$\mathbf{h}_2 = [e^{jkd \cos \Theta_0}, e^{jk2d \cos \Theta_0}, \dots, e^{jk(N-1)d \cos \Theta_0}]^T \quad (2.50)$$

der Länge  $N - 1$  entnehmbar sind, zwischen denen der Zusammenhang

$$\mathbf{h}_1 e^{jkd \cos \Theta_0} = \mathbf{h}_2 \quad (2.51)$$

besteht. Die gesuchte Einfallsrichtung  $\Theta_0$  ist somit einfach als Faktor zwischen dem ersten und dem zweiten Teil der räumlichen Impulsantwort dieser linearen Gruppe zu finden. Fallen nun  $M$  unkorrelierte Wellenfronten auf die Antennengruppe ein, dann entspricht deren räumliche Impulsantwort allgemein einer Linearkombination der  $M$  Eigenvektoren des Signalraumes

$$\mathbf{h}_m = \sum_{\mu=1}^M t_{\mu} \hat{\mathbf{u}}_{\mu} = \mathbf{U}_S \mathbf{t} \quad (2.52)$$

Die Zusammenstellung der räumlichen Impulsantworten der einfallenden Wellen in der Matrix  $\mathbf{H}_S$  führt dann auf den Zusammenhang

$$\mathbf{H}_S = [\mathbf{h}_1 \dots \mathbf{h}_M] = \mathbf{U}_S \mathbf{T}. \quad (2.53)$$

Mit der Definition der Auswahlmatrizen

$$\mathbf{S}_1 = [\mathbf{I}_{N-1} | \mathbf{0}_{N-1 \times 1}], \quad \mathbf{S}_2 = [\mathbf{0}_{N-1 \times 1} | \mathbf{I}_{N-1}] \quad (2.54)$$

erfolgt die Zerlegung der Matrizen  $\mathbf{H}_S$  und  $\mathbf{U}_S$  in:

$$\mathbf{H}_1 = \mathbf{S}_1 \mathbf{H}_S = \mathbf{S}_1 \mathbf{U}_S \mathbf{T} = \mathbf{U}_1 \mathbf{T}, \quad (2.55)$$

$$\mathbf{H}_2 = \mathbf{S}_2 \mathbf{H}_S = \mathbf{S}_2 \mathbf{U}_S \mathbf{T} = \mathbf{U}_2 \mathbf{T}. \quad (2.56)$$

Analog zur Gleichung 2.51 ermöglicht die Matrix

$$\mathbf{\Phi} = \text{diag} \{ [e^{jkd \cos \Theta_1}, e^{jkd \cos \Theta_2}, \dots, e^{jkd \cos \Theta_M}] \} \quad (2.57)$$

die Verknüpfungen

$$\mathbf{H}_1 \mathbf{\Phi} = \mathbf{H}_2 = \mathbf{U}_1 \mathbf{T} \mathbf{\Phi} = \mathbf{U}_2 \mathbf{T}. \quad (2.58)$$

Da die Matrizen  $\mathbf{H}_S$  und  $\mathbf{T}$  unbekannt sind, muss die Schätzung der gesuchten Matrix  $\mathbf{\Phi}$  mit den Informationen über die Einfallsrichtungen  $\Theta_m$  aus den in  $\mathbf{U}_S$  zusammengefassten Eigenvektoren des Signalunterraumes erfolgen. Dazu wird die sogenannte Prädiktormatrix

$$\mathbf{\Psi} = \mathbf{T} \mathbf{\Phi} \mathbf{T}^{-1} = \mathbf{U}_1^\dagger \mathbf{U}_2. \quad (2.59)$$

berechnet<sup>8</sup>. Diese Gleichung zeigt an, dass die Eigenwertzerlegung der Prädiktormatrix  $\mathbf{\Psi}$  die Eigenwerte in der Diagonalmatrix  $\mathbf{\Phi}$  und die Eigenvektoren in der Matrix  $\mathbf{T}$  liefern wird. Weiterhin ist  $\mathbf{\Psi}$  direkt aus den bekannten Signaleigenvektoren zu bestimmen. Die zur Berechnung der gesuchten Einfallswinkel benötigten Einträge der Matrix  $\mathbf{\Phi}$  folgen daher aus den Eigenwerten der Prädiktormatrix:

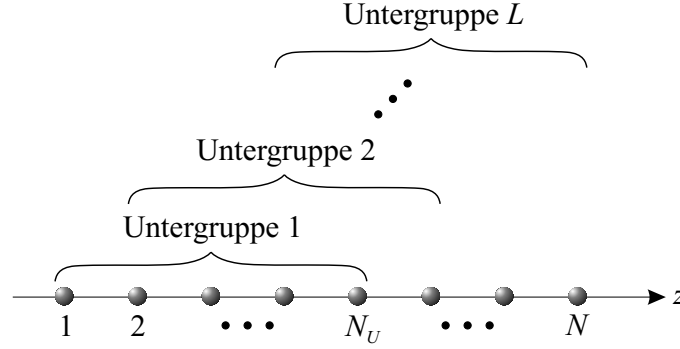
$$\text{diag}\{\mathbf{\Phi}\} = \text{eig}\{\mathbf{\Psi}\}. \quad (2.60)$$

Der ESPRIT-Algorithmus bietet somit die Möglichkeit eines geschlossen lösbaren Vorgehens für die hochauflösende Richtungs- bzw. Parameterschätzung. Eine aufwendige Parametersuche, wie sie beispielsweise bei MUSIC notwendig ist, kann daher entfallen. Es bleibt jedoch zu beachten, dass dieses Vorgehen immer spezielle Anforderungen an die räumliche Impulsantwort einer Antenne, also an die Anordnung der Gruppenelemente, stellt und somit nicht immer einsetzbar ist.

## Korrelierte Signale

Aus der Beschreibung der Unterraumverfahren folgt unmittelbar, dass die den Wellenfronten zugeordneten Signale  $s_m(t)$  unkorreliert sein müssen. Ist dies nicht der Fall, dann wird der Rang der Kovarianzmatrix  $\mathbf{R}$  kleiner als die Anzahl der einfallenden Wellen sein

<sup>8</sup>Das Superskript  $\dagger$  bezeichnet die Pseudoinverse einer Matrix [45].



**Bild 2.8:** Räumliche Glättung durch Untergruppenbildung im Fall einer linearen Gruppe aus isotropen Strahlern.

und die Schätzung schlägt fehl. Um in dieser Situation trotzdem eine Schätzung der Einfallrichtungen durchführen zu können, werden die hier zusammengefassten Methoden der räumlichen Glättung und der Vorwärts-Rückwärts-Mittelung eingesetzt.

Der Ausgangspunkt für deren Beschreibung ist die Annahme, dass  $M$  Wellenfronten die Antennengruppe aus verschiedenen Richtungen erreichen und mit vollständig korrelierten Signalen moduliert sind. Der Signalvektor ist daher

$$\mathbf{s} = \boldsymbol{\alpha} s(t), \quad \boldsymbol{\alpha} = [\alpha_1 \dots \alpha_M]^T, \quad (2.61)$$

wobei  $\boldsymbol{\alpha}$  aus  $M$  frei wählbaren komplexen Konstanten zusammengesetzt ist. Bei der Betrachtung des idealisierten rauschfreien Falles folgt nach Gleichung 2.38 die Kovarianzmatrix

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}_S \mathbb{E} \{ \mathbf{s} \mathbf{s}^H \} \mathbf{H}_S^H = P_S \cdot \mathbf{H}_S \boldsymbol{\alpha} \boldsymbol{\alpha}^H \mathbf{H}_S^H = P_S \cdot \mathbf{b} \mathbf{b}^H. \quad (2.62)$$

Da die Wellenfronten aus  $M$  unterschiedlichen Richtungen einfallen und eine eindeutige räumliche Impulsantwort der Gruppe angenommen wird, hat die Matrix  $\mathbf{H}_S$  mit den  $M$  räumlichen Impulsantworten den vollen Spaltenrang [46]. Der Rang der Kovarianzmatrix  $\mathbf{R}$  wird also, bedingt durch den Rang der Matrix  $\boldsymbol{\alpha} \boldsymbol{\alpha}^H$ , eins sein und die  $M$  einfallenden Wellen können nicht separiert werden. Somit ist auch nur ein Eigenwert von  $\mathbf{R}$  ungleich Null und der Signalraum wird durch nur einen Eigenvektor gebildet. Der resultierende Vektor  $\mathbf{b}$  folgt aus der Überlagerung der  $M$  räumlichen Impulsantworten in  $\mathbf{H}_S$  und stellt somit selbst keine gültige Impulsantwort dar.

Bei der räumlichen Glättung wird die Antennengruppe aus  $N$  Elementen zur Rekonstruktion des Rangs der Kovarianzmatrix in  $L$  Untergruppen aufgeteilt, welche jeweils aus  $N_U$  Elementen bestehen und durch Verschiebung ineinander überführt werden können [47]. Wie am Beispiel der linearen Gruppe in Bild 2.8 gezeigt ist, setzt dies eine bestimmte Struktur der Antennengruppe und der räumlichen Impulsantwort voraus. Durch die VANDERMONDE-Struktur ist die räumliche Impulsantwort der  $l$ -ten Gruppe als Vielfaches der räumlichen Impulsantwort der ersten Gruppe darstellbar

$$\mathbf{h}_l = e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} (l-1) \cos(\Theta)} \cdot \mathbf{h}_1, \quad (2.63)$$

oder übertragen auf den Fall von  $M$  einfallenden Signalen:

$$\mathbf{H}_l = \mathbf{H}_1 \cdot \mathbf{\Phi}^{l-1} = \mathbf{F}_l \cdot \mathbf{H}_S \quad (2.64)$$

$$\mathbf{\Phi} = \text{diag} \{ [e^{jkd \cos \Theta_1}, e^{jkd \cos \Theta_2}, \dots, e^{jkd \cos \Theta_M}] \}. \quad (2.65)$$

Die Definition der darin verwendeten Auswahlmatrix ist

$$\mathbf{F}_l = [\mathbf{0}_{N_U \times l-1} | \mathbf{I}_{N_U} | \mathbf{0}_{N_U \times N-l-N_U+1}]. \quad (2.66)$$

Der Mittelwert der entstehenden  $L$  Kovarianzmatrizen aus den Untergruppen ist dann

$$\bar{\mathbf{R}} = P_S \cdot \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{H}_l \boldsymbol{\alpha} \boldsymbol{\alpha}^H \mathbf{H}_l^H = P_S \cdot \mathbf{H}_1 \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{\Phi}^{l-1} \boldsymbol{\alpha} \boldsymbol{\alpha}^H (\mathbf{\Phi}^{l-1})^H \mathbf{H}_1^H \quad (2.67)$$

$$= P_S \cdot \mathbf{H}_1 \mathbf{C}_1 \mathbf{H}_1^H. \quad (2.68)$$

Nach [47] hat  $\mathbf{C}_1$  den Rang  $M$ , solange  $L \geq M$  ist. Unter dieser Bedingung ist dann auch der Rang der Matrix  $\bar{\mathbf{R}}$  gleich der Anzahl der einfallenden Wellen  $M$  und die Richtungsschätzung mit Hilfe der Unterraumverfahren ist möglich. Für die Anwendung dieses Vorverarbeitungsschrittes erfolgt die Berechnung der räumlich geglätteten Kovarianzmatrix direkt aus der Kovarianzmatrix der gesamten Antennengruppe:

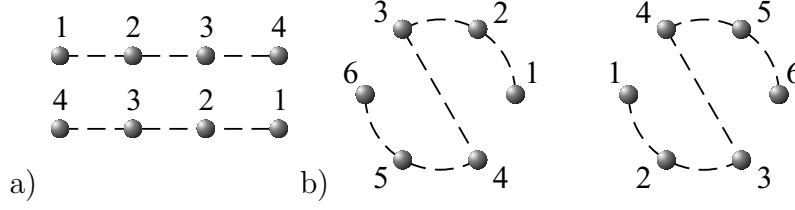
$$\bar{\mathbf{R}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{F}_l \mathbf{R} \mathbf{F}_l^T. \quad (2.69)$$

Da nun die Dimension der Matrix  $\bar{\mathbf{R}}$  nur noch  $N_U \times N_U$  ist, können nur maximal  $N_U \geq M+1$  Wellen getrennt werden. Somit liegen Bedingungen für die Werte von  $N_U$  und  $L$  vor, nach denen zur Auflösung von  $M$  vollständig korrelierten Wellenfronten  $N = N_U + L - 1 \geq 2 \cdot M$  Gruppenelemente in der Originalanordnung notwendig sind. Durch die räumliche Glättung verkleinert sich also effektiv die zur Schätzung verwendeten Anzahl der Gruppenelemente gegenüber dem Fall unkorrelierter Signale, bei dem nur  $N = M + 1$  Elemente zu Trennung der  $M$  Wellenfronten notwendig sind.

Die zweite Maßnahme zur Rangerhöhung bei dem Auftreten kohärenter Signale ist als Vorwärts-Rückwärts-Mittelung bekannt [48]. Allgemein ist dieses Verfahren anwendbar bei Gruppen, die symmetrisch bezüglich ihres Zentrums sind, d.h. die vor und nach einer 180°-Drehung um den Schwerpunkt der Gruppe gleich sind [46]. Dies ist in Bild 2.9 für die Beispiele einer linearen Gruppe und einer Kreisgruppe von Antennen gezeigt. Für die räumliche Impulsantwort der Gruppe gilt in diesem Fall die Bedingung

$$\mathbf{h}_r = e^{j\Psi} \mathbf{\Pi} \mathbf{h}_v^* = \mathbf{h}_v, \quad (2.70)$$

wobei  $\mathbf{\Pi}$  die Permutationsmatrix mit Einsen auf der Antidiagonalen ist. Die Bezeichnung dieses Verfahrens bezieht sich darauf, dass die Vertauschung der Elementreihenfolge der räumlichen Impulsantwort als Betrachtung der Gruppe in Rückwärtsrichtung zu interpretieren ist. Die Kovarianzmatrix in Vorwärtsrichtung  $\mathbf{R}^v$  entspricht der durch Gleichung 2.62



**Bild 2.9:** Vorwärts-Rückwärts-Mittelung für a) eine lineare Gruppe und b) eine Kreisgruppe von Antennen.

gegebene Matrix  $\mathbf{R}$ . Die Kovarianzmatrix in Rückwärtsrichtung wird aus dem in der Reihenfolge vertauschten, konjugiert komplexen Signalvektor bestimmt:

$$\mathbf{R}^r = \mathbf{\Pi} \mathbf{E} \{ \mathbf{s}^* \mathbf{s}^T \} \mathbf{\Pi} = \mathbf{\Pi} (\mathbf{R}^v)^* \mathbf{\Pi} = P_S \cdot \mathbf{\Pi} \mathbf{H}_S^* \boldsymbol{\alpha}^* \boldsymbol{\alpha}^T \mathbf{H}_S^T \mathbf{\Pi} \quad (2.71)$$

Nach Gleichung 2.70 gilt im Falle einer punktsymmetrischen Gruppe

$$\mathbf{\Pi} \mathbf{H}_S^* = \mathbf{H}_S \boldsymbol{\Phi}^H \quad (2.72)$$

und die Kovarianzmatrix in Rückwärtsrichtung wird zu

$$\mathbf{R}^r = P_S \cdot \mathbf{H}_S \boldsymbol{\Phi}^H \boldsymbol{\alpha}^* \boldsymbol{\alpha}^T \boldsymbol{\Phi} \mathbf{H}_S^H. \quad (2.73)$$

Die Mittelung der beiden Matrizen in Vor- und Rückwärtsrichtung liefert dann den Ausdruck

$$\bar{\mathbf{R}} = \frac{\mathbf{R}^v + \mathbf{R}^r}{2} = P_S \cdot \frac{1}{2} \mathbf{H}_S (\boldsymbol{\alpha} \boldsymbol{\alpha}^H + \boldsymbol{\Phi}^H \boldsymbol{\alpha}^* \boldsymbol{\alpha}^T \boldsymbol{\Phi}) \mathbf{H}_S^H = P_S \cdot \frac{1}{2} \mathbf{H}_S \mathbf{C}_2 \mathbf{C}_2^H \mathbf{H}_S^H \quad (2.74)$$

mit der Matrixdefinition

$$\mathbf{C}_2 = [\boldsymbol{\alpha} | \boldsymbol{\Phi}^H \boldsymbol{\alpha}^*]. \quad (2.75)$$

Wird nun wieder davon ausgegangen, dass  $\mathbf{H}_S$  den vollen Rang besitzt, dann legt  $\mathbf{C}_2$  den Rang der gemittelten Kovarianzmatrix fest. Nach [49] hat  $\mathbf{C}_2$  aufgrund des zufälligen Charakters der Koeffizienten  $\alpha_m$  mit der Wahrscheinlichkeit 1 den Rang  $\min(M, 2)$ . Bei  $M = 2$  einfallenden kohärenten Wellen wird also  $\bar{\mathbf{R}}$  ebenfalls den Rang 2 haben. Mit dieser Technik sind bei geeigneter Struktur der Gruppe zwei kohärente Wellen zu unterscheiden.

Die Kombination der Vorwärts-Rückwärts-Mittelung mit der räumlichen Glättung reduziert die Anzahl der benötigten Elemente einer Gruppe, mit der eine vorgegebene Anzahl kohärenter Wellen auflösbar ist. Mit Bezug auf das zuvor diskutierte Beispiel der aufgeteilten linearen Gruppe können dann mit jeder der  $L$  Untergruppen zwei kohärente Wellen aufgelöst werden. Für die Trennung von  $M$  kohärenten Wellen sind demnach nur noch  $N \geq \frac{3}{2}M$  Elemente, gegenüber den zuvor geforderten  $2M$  Elementen, notwendig.

# Kapitel 3

## Kenngößen von Gruppenkonfigurationen

Grundsätzlich ist eine Vielzahl von Parametern zur Spezifikation einer elektronisch oder digital steuerbaren Antennengruppe notwendig. Dabei spielen die Qualität der verwendeten Sende- und Empfangsmodule, die Geschwindigkeit der digitalen Signalverarbeitung oder auch die Systemkosten eine zentrale Rolle. Klassische Parameter zur Spezifikation der an dieser Stelle im Vordergrund stehenden Antennengruppe, sind beispielsweise der zu erreichende Gewinn, das zulässige maximale Nebenkeulenniveau und die zu erreichende Impedanzanpassung der Gruppenelemente. Diese Parameter hängen zwar von den Gruppenelementen und deren Konfiguration ab, sie werden aber auch wesentlich durch die wählbare Gewichtung der Elementsignale beeinflusst. Bei der Betrachtung von Gruppenkonfigurationen für Antennensysteme mit der Möglichkeit einer digitalen Diagrammformung, durch eine flexible Gestaltung der Elementgewichtung, kann die Form des Richtdiagramms also nur eine untergeordnete Rolle spielen. Weiterhin zeigt sich, dass die Möglichkeit der digitalen Verarbeitung der Antennensignale, z.B. bei der Richtungsschätzung, neue Wege eröffnet hat, die bei der Spezifikation von Antennengruppen bisher kaum beachtet worden sind. In diesem Zusammenhang werden hier darum mit dem Sichtfeld und der Richtungsempfindlichkeit zwei wesentliche Kenngößen zur quantitativen Erfassung der Eignung von Gruppenkonfigurationen zur Diagrammformung bzw. zur Richtungsschätzung eingeführt.

### 3.1 Sichtfeld einer Antennengruppe

Der Begriff des Sichtfeldes einer Antennengruppe hat seinen Ursprung in der Radartechnik und dient dort der qualitativen Beschreibung der Eigenschaften von phasengesteuerten Antennen. Allgemein wird damit ein Winkelsegment bezeichnet, innerhalb dessen der Abfall des Antennengewinns oder die Degradation der Nebenkeulen durch Schwenken der Hauptstrahlrichtung bestimmte Grenzen nicht überschreitet. Da die Spezifikation eines Richtdiagramms für den Fall frei wählbarer Gewichtungskoeffizienten jedoch nicht sinn-

voll erscheint, werden alternative Kenngrößen zur Beschreibung der Eigenschaften einer Antennengruppe benötigt. Der für die quantitative Spezifikation des Sichtfeldes geeignete Parameter, der essentiell von der Konfiguration der Elemente abhängt, ist die vom Schwenkwinkel  $\Omega_0$  abhängige optimale Direktivität, sowie die in der Regel wenig betrachtete zugehörige Polarisierung der Antennengruppe.

### 3.1.1 Definition

Die allgemeine Definition der Direktivität im *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas* [50] erfolgt durch die Strahlungsintensität im Fernfeld

$$U(\Omega) = r^2 \frac{|\vec{E}(\Omega)|^2}{\eta_0} = U_0 \frac{|\vec{E}(\Omega)|^2}{|E_0|^2}. \quad (3.1)$$

Das elektrische Feld  $\vec{E}$  im Fernfeld einer Antenne verhält sich antiproportional zum Abstand  $r$  zwischen Beobachtungspunkt und Antenne, sodass die Strahlungsintensität unabhängig von  $r$  ist. Mit der Beschreibung von  $\vec{E}(\Omega)$  im Fernfeld aus Gleichung 2.15 wird die Strahlungsintensität zu

$$U(\Omega) = U_0 \cdot \mathbf{c}(\Omega) \mathbf{c}^H(\Omega) = U_0 \cdot |\mathbf{c}(\Omega)|^2 = U_0 \cdot |\mathbf{w}^H \vec{\mathbf{h}}(\Omega)|^2. \quad (3.2)$$

Das Verhältnis der Strahlungsintensität in einer bestimmten Raumrichtung zu der über alle Raumrichtungen gemittelten Strahlungsintensität wird dann als Direktivität bezeichnet:

$$D(\Omega_0) = D_0 = \frac{U(\Omega_0)}{\frac{1}{4\pi} \oint_{4\pi} U(\Omega) d\Omega} = \frac{|\mathbf{w}^H \vec{\mathbf{h}}(\Omega_0)|^2}{\frac{1}{4\pi} \oint_{4\pi} |\mathbf{w}^H \vec{\mathbf{h}}(\Omega)|^2 d\Omega}. \quad (3.3)$$

Dabei wird für das Richtdiagramm in der betrachteten Raumrichtung  $\Omega_0$  durch die geeignete Wahl des Gewichtungsvektors  $\mathbf{w}$  der Wert

$$|\mathbf{c}(\Omega_0)| = |\mathbf{c}_0| = |\mathbf{w}^H \vec{\mathbf{h}}(\Omega_0)| = |\mathbf{w}^H \vec{\mathbf{h}}_0| = 1 \quad (3.4)$$

festgelegt. Diese Bedingung schließt jedoch nicht notwendigerweise aus, dass  $|\mathbf{c}(\Omega)| \geq 1$  für andere Winkel  $\Omega$  ist. Da der Gewichtungsvektor  $\mathbf{w}$  vom Raumwinkel  $\Omega$  unabhängig ist, wird er bei der Integration nicht berücksichtigt und für die Direktivität folgt der Ausdruck

$$D_0 = (\mathbf{w}^H \mathbf{M} \mathbf{w})^{-1} \quad \text{mit} \quad \mathbf{M} = \frac{1}{4\pi} \oint_{4\pi} \vec{\mathbf{h}} \vec{\mathbf{h}}^H d\Omega. \quad (3.5)$$

Das Oberflächenintegral über das unbestimmte Vektorprodukt von  $\vec{\mathbf{h}}$  und  $\vec{\mathbf{h}}^H$  und die damit definierte Matrix  $\mathbf{M}$  entsprechen der räumlichen Korrelation der Diagramme aller Elemente innerhalb der Gruppe. Diese Matrix ist für die Beschreibung der im Folgenden



abgeleiteten Direktivitäten von zentraler Bedeutung. Unter Berücksichtigung der Definition für die Elementdiagramme in Gleichung 2.4 sind die Diagonalelemente von  $\mathbf{M}$  durch

$$M_{nn} = \frac{1}{4\pi} \oint_{4\pi} |\vec{h}_n|^2 d\Omega = \frac{1}{4\pi} \oint_{4\pi} |g_n|^2 d\Omega \quad (3.6)$$

$$= G_n \cdot \frac{1}{4\pi} \oint_{4\pi} |\vec{c}_n|^2 d\Omega = \frac{G_n}{D_n} = \eta_n \quad (3.7)$$

gegeben. Dabei ist berücksichtigt, dass das geschlossene Oberflächenintegral über  $|\vec{c}_n|^2$  antiproportional zur Elementdirektivität  $D_n$  ist. Die Diagonalelemente von  $\mathbf{M}$  entsprechen also im Allgemeinen dem Elementwirkungsgrad  $\eta_n$ , der im Fall idealer, verlustfreier Betrachtungen Eins ist. Da die auftretenden Integrale zur Berechnung der Matrixelemente niemals kleiner oder gleich Null werden, ist  $\mathbf{M}$  positiv definit und die Berechnung der Inversen ist immer möglich [51]. Weiterhin sind  $\mathbf{M}$  und  $\mathbf{M}^{-1}$  hermitesch, d.h. für die Matrixelemente gilt  $M_{nm} = M_{mn}^*$  und die Matrix erfüllt  $\mathbf{M} = \mathbf{M}^H$ .

Mit der Gewichtung  $\mathbf{w}$  und der durch Gleichung 3.5 gegebenen Direktivität  $D_0$  ist nach Gleichung 2.17 allgemein die Polarisierung

$$\mathbf{p}_0 = \mathbf{c}_0 = \mathbf{w}^H \vec{\mathbf{h}}_0 \quad (3.8)$$

verknüpft. Bei der Bestimmung der Direktivität ist nun zu beachten, dass die Polarisierung der Antennengruppe nicht notwendigerweise mit der im Weiteren als kopolar bezeichneten Polarisierung einer abgestrahlten oder empfangenen Welle  $\mathbf{p}_K$  übereinstimmt. Die Berücksichtigung eines möglichen Unterschiedes dieser Polarisierungen erfolgt in der Definition der partiellen Direktivität [50]:

$$D_p = \eta_p \cdot D_0. \quad (3.9)$$

Die Polarisierungseffizienz  $\eta_p$  zur Verknüpfung beider Direktivitäten ist durch das Betragsquadrat des Skalarproduktes von der Antennenpolarisation und dem Polarisationsvektor des kopolaren Strahlungsanteils bestimmt:

$$\eta_p = |\mathbf{p}_0 \mathbf{p}_K^H|^2 = |\mathbf{w}^H \vec{\mathbf{h}}_0 \mathbf{p}_K^H|^2. \quad (3.10)$$

In der Regel wird stillschweigend davon ausgegangen, dass das Antennensystem optimal ausgerichtet ist und kreuzpolare Anteile bei der Direktivitätsbestimmung nur eine vernachlässigbare Rolle spielen. Die Polarisierung der Antenne entspricht dann vollständig dem kopolaren Anteil der empfangenen oder abgestrahlten Welle und für die Polarisierungseffizienz gilt  $\eta_p = 1$ . Sind dagegen große Winkelbereiche z.B. mit einer konformen Antennengruppe abzudecken, dann ist nicht notwendigerweise für alle Winkel von der Übereinstimmung der beiden Polarisierungen auszugehen.

### 3.1.2 Optimale Direktivität

Die Berechnung der Elementgewichte  $\mathbf{w}$  zur Maximierung von Direktivität, Gewinn oder Störabstand für Gruppenantennen hängt allgemein von den getroffenen Annahmen für das

Rauschszenario ab [52, 53]. Unter der Annahme von unkorreliertem weißen Rauschen in den Signalpfaden, sind die Signale im Sinne eines angepassten Filters entsprechend der WIENER-Lösung zu gewichten [40]:

$$\mathbf{w}_{Wiener} = \alpha \vec{\mathbf{h}}_0 \mathbf{p}_K^H. \quad (3.11)$$

Darin ist  $\vec{\mathbf{h}}_0$  die räumliche Impulsantwort der Gruppe für die gewünschte Hauptstrahlrichtung  $\Omega_0$  und  $\mathbf{p}_K$  die gewünschte Polarisierung. Die Konstante  $\alpha$  wird so gewählt, dass die Bedingung  $|\mathbf{c}_0| = 1$  aus Gleichung 3.4 gilt. Aus den Formulierungen für die Direktivität, die Polarisierungseffizienz und die partielle Direktivität folgt

$$D_{Wiener} = \frac{|\mathbf{h}_0^H \vec{\mathbf{h}}_0|^2}{\mathbf{h}_0^H \mathbf{M} \mathbf{h}_0} \quad \text{und} \quad (3.12)$$

$$D_{p,Wiener} = \frac{|\mathbf{h}_0^H \mathbf{h}_0|^2}{|\mathbf{h}_0^H \vec{\mathbf{h}}_0|^2} \cdot D_{Wiener} = \frac{|\mathbf{h}_0|^4}{\mathbf{h}_0^H \mathbf{M} \mathbf{h}_0}. \quad (3.13)$$

Diese Direktivitätswerte sind nun prinzipiell für alle relevanten Raumrichtungen  $\Omega_0$  zu evaluieren. Die resultierenden Werte entsprechen jedoch nicht unbedingt der maximal erreichbaren Direktivität, welche der bevorzugte Parameter zur Definition des Sichtfeldes der Antennengruppe ist.

Zur Bestimmung dieser maximalen Direktivität ist genau der Gewichtungsvektor  $\mathbf{w}$  zu finden, welcher für die Raumrichtung  $\Omega_0$  den Nenner in Gleichung 3.5 minimiert und darüber hinaus die angestrebte Polarisierung

$$\mathbf{w}^H \vec{\mathbf{h}}_0 \stackrel{!}{=} \mathbf{p}_K \quad (3.14)$$

erzeugt. Mit Hilfe der Multiplikatormethode von LAGRANGE [54] wird die zu minimierende Funktion  $f(\mathbf{w})$ , unter Berücksichtigung einer Nebenbedingung für die Richtung  $\Omega_0$ , formuliert und deren Ableitung nach [45] gebildet:

$$f(\mathbf{w}) = \mathbf{w}^H \mathbf{M} \mathbf{w} - \alpha \mathbf{w}^H \vec{\mathbf{h}}_0 \vec{\mathbf{h}}_0^H \mathbf{w}, \quad (3.15)$$

$$\frac{df(\mathbf{w})}{d\mathbf{w}} = 2\mathbf{M}\mathbf{w} - \alpha \cdot 2\vec{\mathbf{h}}_0 \vec{\mathbf{h}}_0^H \mathbf{w} \stackrel{!}{=} 2\mathbf{M}\mathbf{w} - \alpha \cdot 2\vec{\mathbf{h}}_0 \mathbf{p}_K^H. \quad (3.16)$$

Durch Nullsetzen der Ableitung folgt der gesuchte Gewichtungsvektor:

$$\mathbf{w}_{\max} = \alpha \mathbf{M}^{-1} \vec{\mathbf{h}}_0 \mathbf{p}_K^H. \quad (3.17)$$

Die Bedingung für die Polarisierung in Gleichung 3.14 führt auf das System

$$\mathbf{w}_{\max}^H \vec{\mathbf{h}}_0 = \alpha^* \mathbf{p}_K^H \vec{\mathbf{h}}_0^H \mathbf{M}^{-1} \vec{\mathbf{h}}_0 \stackrel{!}{=} \mathbf{p}_K \quad (3.18)$$

aus zwei Gleichungen, die nur durch Bestimmung des Skalars  $\alpha$  im Allgemeinen nicht lösbar sind. Wird beispielsweise die Forderung gestellt, dass eine Gruppe aus rein parallel

angeordneten und linear polarisierten Elementen eine zirkulare Polarisation erzeugen soll, dann ist das zugehörige Gleichungssystem durch den Skalar  $\alpha$  nicht ideal lösbar. Daraus folgt unmittelbar, dass die gewünschte Polarisation  $\mathbf{p}_K$  nur näherungsweise durch die Gewichtung  $\mathbf{w}_{\max}$  einzustellen ist. Zur Bestimmung von  $\alpha$  wird daher auf die Bedingung aus Gleichung 3.4 zurückgegriffen:

$$|\mathbf{c}_0| = |\vec{\mathbf{h}}_0^H \mathbf{w}_{\max}| = |\alpha \cdot \vec{\mathbf{h}}_0^H \mathbf{M}^{-1} \vec{\mathbf{h}}_0 \mathbf{p}_K^H| = 1. \quad (3.19)$$

Mit der Definition der speziellen räumlichen Impulsantwort  $\mathbf{h}_0 = \vec{\mathbf{h}}_0 \mathbf{p}_K^H$  wird der Gewichtsvektor zu

$$\mathbf{w}_{\max} = \frac{1}{|\vec{\mathbf{h}}_0^H \mathbf{M}^{-1} \mathbf{h}_0|} \cdot \mathbf{M}^{-1} \mathbf{h}_0. \quad (3.20)$$

Die daraus resultierende maximale Direktivität für die angestrebte räumliche Impulsantwort  $\mathbf{h}_0$  ist daher

$$D_{\max} = \frac{|\vec{\mathbf{h}}_0^H \mathbf{M}^{-1} \mathbf{h}_0|^2}{\mathbf{h}_0^H \mathbf{M}^{-1} \mathbf{h}_0}. \quad (3.21)$$

Mit Gleichung 3.21 liegt nun ein Ausdruck vor, der die maximal erreichbare Direktivität allgemein in Abhängigkeit der Eigenschaften der Antennengruppe und der angestrebten Hauptstrahlrichtung für eine spezielle Nutzpolarisation  $\mathbf{p}_K$  wieder gibt. Wie bereits durch das überbestimmte System in Gleichung 3.18 angezeigt, wird die Polarisation der Antenne nicht unbedingt der gewünschten Polarisation entsprechen und somit ist die Polarisations-effizienz

$$\eta_{p,\max} = |\mathbf{w}_{\max}^H \vec{\mathbf{h}}_0 \mathbf{p}_K^H|^2 = |\mathbf{w}_{\max}^H \mathbf{h}_0|^2 = \frac{1}{|\vec{\mathbf{h}}_0^H \mathbf{M}^{-1} \mathbf{h}_0|^2} \cdot |\mathbf{h}_0^H \mathbf{M}^{-1} \mathbf{h}_0|^2 \quad (3.22)$$

zu berücksichtigen. Durch Multiplikation mit der Gleichung 3.21 resultiert damit die maximal erreichbare partielle Direktivität

$$D_{p,\max} = \mathbf{h}_0^H \mathbf{M}^{-1} \mathbf{h}_0. \quad (3.23)$$

Da bisher von einem festen, aber nicht weiter spezifizierten Polarisationsvektor ausgegangen wurde, bleibt schließlich die Fragestellung nach einer Lösung für diesen Vektor, mit der die Obergrenze der partiellen Direktivität in einer bestimmten Schwenkrichtung verknüpft ist. Für diesen Fall der idealen Anpassung des Polarisationsvektors  $\mathbf{p}_K = \mathbf{p}_{\text{opt}}$  an die von der Gruppe für die Gewichtung mit  $\mathbf{w}_{\max}$  erzeugte Polarisation wird die Polarisations-effizienz  $\eta_{p,\max} = 1$  und die optimale Direktivität ist

$$D_{\text{opt}} = \mathbf{h}_{0,\text{opt}}^H \mathbf{M}^{-1} \mathbf{h}_{0,\text{opt}} = \mathbf{p}_{\text{opt}}^H \vec{\mathbf{h}}_0^H \mathbf{M}^{-1} \vec{\mathbf{h}}_0 \mathbf{p}_{\text{opt}}^H. \quad (3.24)$$

Zur Bestimmung der gesuchten Polarisation wird die Eigenwertzerlegung

$$D_{\text{opt}} = \mathbf{p}_{\text{opt}}^H \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H \mathbf{p}_{\text{opt}}^H \quad (3.25)$$

vorgenommen. Diese liefert auf der Diagonalen von  $\mathbf{\Lambda}$  die beiden Eigenwerte  $\lambda_{\max}$  und  $\lambda_{\min}$ , denen die Eigenvektoren  $\mathbf{u}_{\max}$  und  $\mathbf{u}_{\min}$  in der Matrix  $\mathbf{U}$  zugeordnet sind. Demnach wird das Maximum genau dann erreicht, wenn die Polarisierung der zu empfangenden oder abzustrahlenden Welle

$$\mathbf{p}_{\text{opt}} = \mathbf{u}_{\max}^H \quad (3.26)$$

ist. Die obere Grenze für die Direktivität in Richtung  $\Omega_0$  ist weiterhin durch den großen Eigenwert  $\lambda_{\max}$  gegeben und kann somit ohne a-priori-Kenntnis der Polarisierung aus der durchgeführten Eigenwertzerlegung bestimmt werden.

Dem zweiten Eigenwert  $\lambda_{\min}$  ist analog dazu die Direktivität zugeordnet, welche mit der zu  $\mathbf{p}_{\text{opt}}$  orthogonalen Polarisierung  $\mathbf{u}_{\min}^H$  erreicht wird. Die zwei Eigenwerte legen also den Wertebereich fest, in dem sich die maximale partielle Direktivität bewegt:

$$\lambda_{\min} \leq D_{p,\max} \leq \lambda_{\max}. \quad (3.27)$$

Neben der Winkelabhängigkeit der optimalen Direktivität  $D_{\text{opt}}(\Omega_0)$  ist deshalb auch das Verhältnis der beiden Eigenwerte  $\lambda_{\min}$  und  $\lambda_{\max}$  ein relevanter Parameter zur Charakterisierung der Gruppe:

$$\nu(\Omega_0) = \frac{\lambda_{\min}}{\lambda_{\max}}. \quad (3.28)$$

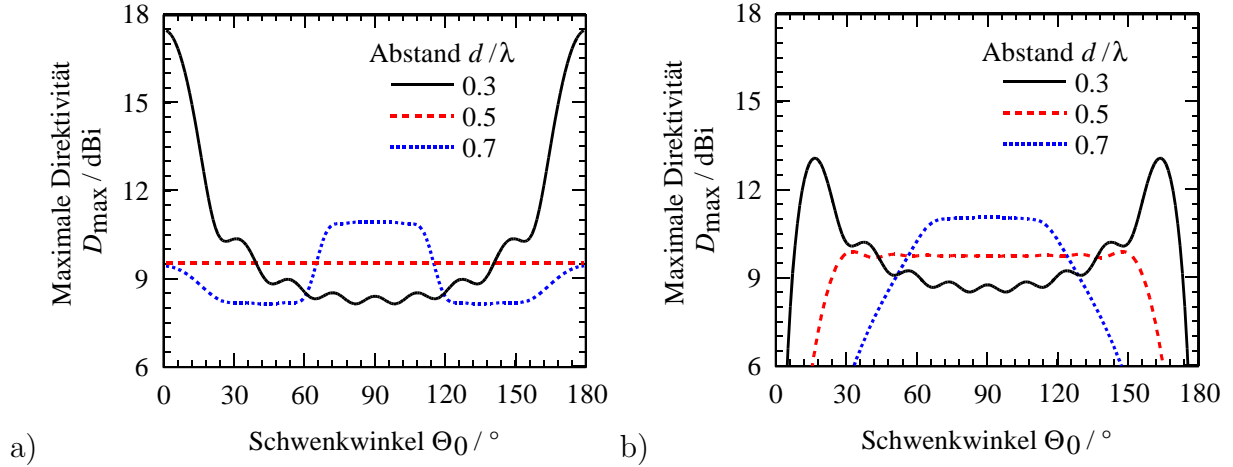
Sind die aus der Eigenwertzerlegung resultierenden Eigenwerte gleich groß und  $\nu = 1$ , so kann die optimale Direktivität  $D_{\text{opt}}$  für jede beliebige Polarisierung in dieser Richtung erhalten werden. Die so bestimmte maximal erreichbare Direktivität ist eine intrinsische Eigenschaft der Antennengruppe und somit als charakteristischer Parameter zur Spezifikation oder zur Bewertung einer Gruppenkonfiguration zu verwenden.

### 3.1.3 Fallbeispiele

Die in dem vorangegangenen Abschnitt abgeleiteten Zusammenhänge werden nun anhand einiger Fallbeispiele diskutiert. Unter Verwendung der räumlichen Impulsantwort einer linearen Antennengruppe mit idealen isotropen Kugelstrahlern aus Gleichung 2.24, lautet die Bestimmungsgleichung der Elemente von  $\mathbf{M}$  für diese Gruppe:

$$M_{mn} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi e^{jkd(m-n)\cos\Theta} \sin\Theta d\Theta d\Phi = \text{si}(kd(m-n)). \quad (3.29)$$

Für den speziellen Elementabstand  $d = \frac{\lambda}{2}$  wird die Sinc-Funktion für  $n = m$  Eins und sonst Null sein. Daher wird  $\mathbf{M}$  der Einheitsmatrix entsprechen. Der optimale Gewichtsvektor  $\mathbf{w}_{\max}$  ist dann nach Gleichung 3.20 proportional zur räumlichen Impulsantwort der Gruppe  $\mathbf{h}_0$  für die gewünschte Hauptstrahlrichtung und gleicht somit der WIENER-Lösung aus Gleichung 3.11. Aufgrund des fehlenden Polarisationscharakters des Strahlers und der



**Bild 3.1:** Maximal erreichbare Direktivität einer linearen Antennengruppe entlang der  $z$ -Achse aus  $N = 9$  Elementen im Abstand  $d$ : a) Isotrope Kugelstrahler und b)  $z$ -gerichtete HERTZ'sche-Dipole.

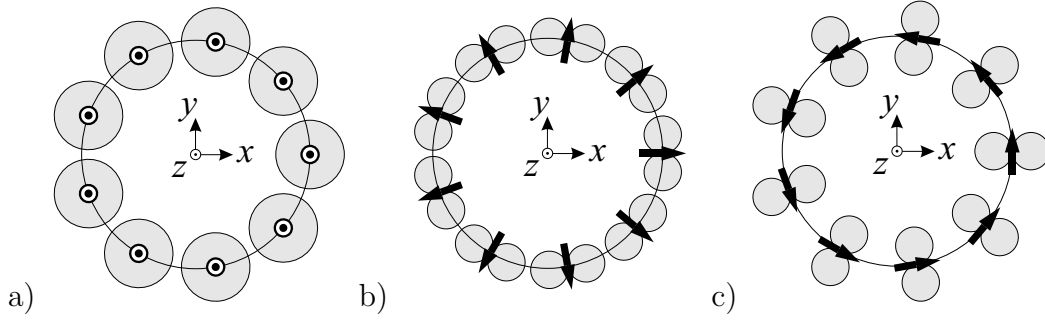
räumlichen Impulsantwort ist die Bestimmung der partiellen und der optimalen Direktivität nicht gegeben. Vielmehr vereinen sich im polarisationsfreien Fall alle Direktivitäten in der durch Gleichung 3.21 gegebenen maximal erreichbaren Direktivität

$$D_{\max} = \mathbf{h}_0^H \mathbf{h}_0 = N, \quad (3.30)$$

die somit in dem speziellen Fall  $d = \frac{\lambda}{2}$  unabhängig vom Schwenkwinkel ist und der Anzahl der Gruppenelemente entspricht.

Wie der Verlauf der maximal erreichbaren Direktivität für eine entsprechende Gruppe aus  $N = 9$  Elementen in Bild 3.1 a) zeigt, entsteht bei Variation des Elementabstandes eine Winkelabhängigkeit für die maximal erreichbare Direktivität. Die analytische Lösung für eine lineare Gruppe mit Elementen im Abstand  $d = 0.5\lambda$  liefert den Wert  $D_{\max} = \lg(9) = 9.5$  dBi. Durch die vergrößerte Apertur im Fall  $d = 0.7\lambda$  ist senkrecht zur Gruppenachse eine größere Direktivität von  $D_{\max} = 10.8$  dBi in einem Winkelbereich von  $\pm 20^\circ$  senkrecht zur Gruppenachse festzustellen. Größere Schwenkwinkel führen im Richtdiagramm zu auftretenden sekundären Hauptkeulen und dadurch zur Verringerung der Direktivität. Die Verkleinerung des Elementabstandes auf  $d = 0.3\lambda$  bewirkt dementsprechend senkrecht zur Gruppenachse die Verringerung der erreichbaren Direktivität. Entlang der Gruppenachse können dagegen extrem hohe Werte auftreten. Diesem in der Literatur als Superdirektivität bezeichnetem Effekt kommt praktisch jedoch nur eine geringe Bedeutung zu, da der Wirkungsgrad der Gruppe durch die starke elektromagnetische Verkopplung der Antennenelemente in diesem Betriebspunkt üblicherweise schlecht ist. Der gelegentlich in der Literatur verwendete Begriff „Super-Gain“ ist daher irreführend, weil der sehr hohen Direktivität in der Regel nur ein geringer Antennengewinn zugeordnet ist [6].

Im Vergleich dazu zeigt das Bild 3.1 b) die Ergebnisse der maximal erreichbaren Direktivität einer linearen Gruppe, nun aus neun  $z$ -gerichteten HERTZ'schen-Dipolen mit den



**Bild 3.2:** Unterschiedliche Kreisgruppen aus  $N = 9$  a)  $z$ -gerichteten, b)  $\rho$ -gerichteten und c)  $\phi$ -gerichteten HERTZ'schen-Dipolen im Abstand  $0.5\lambda$  entlang des Kreisbogens.

Elementdiagrammen nach Gleichung B.5. In Richtung der Gruppenachse zeigen die Elementdiagramme eine Nullstelle und demnach ist die erreichbare Direktivität klein. In dem Winkelbereich von etwa  $\pm 30^\circ$  senkrecht zur Gruppenachse sind die Resultate von denen der Gruppe aus isotropen Strahlern kaum zu unterscheiden. Das ist insofern bemerkenswert, da die Direktivität der Gruppenelemente von 0 dBi auf 1.76 dBi gestiegen ist, die Direktivität der Gruppe sich in diesem Winkelbereich aber nur um wenige Zehntel dB verbessert. Die anschauliche Begründung dafür liegt in der Tatsache, dass sich das Diagramm der Gruppe bei diesen Schwenkrichtungen nicht nennenswert durch die Elementdiagramme der Dipole verändert.

Mit Hilfe der optimalen Direktivität wird nachfolgend der Vergleich der Kreisgruppen aus Bild 3.2 mit jeweils  $N = 9$  unterschiedlich orientierten HERTZ'schen-Dipolen durchgeführt. Die Position der Elemente ist für alle Gruppen durch

$$\mathbf{r}_n = \begin{bmatrix} \rho \cdot \cos \phi_n \\ \rho \cdot \sin \phi_n \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

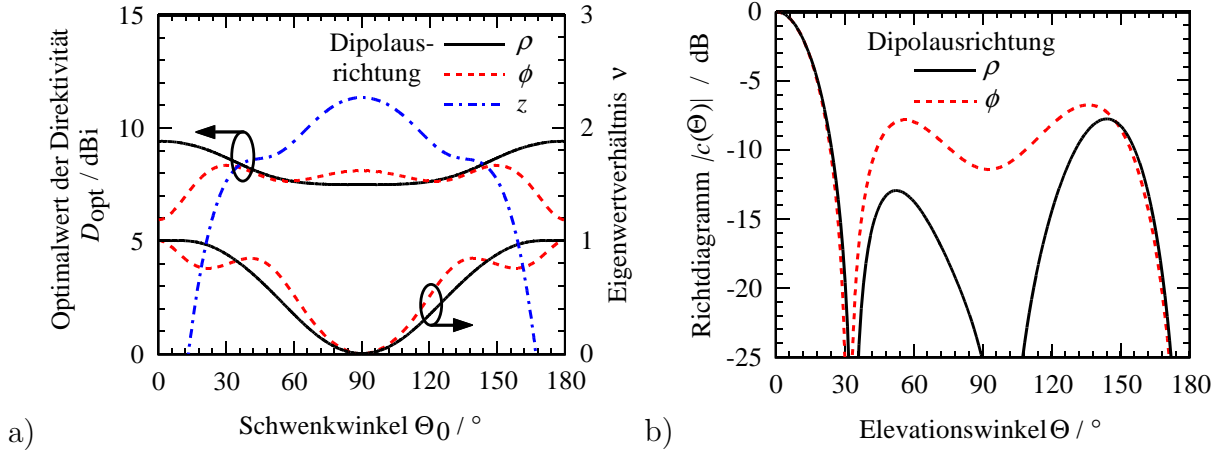
gegeben, wobei die Winkel  $\phi_n = (n-1)\frac{2\pi}{N}$  und der Radius  $\rho = \frac{Nd}{2\pi}$  sind. Die entsprechende räumliche Impulsantwort der Gruppe ist dann

$$\vec{\mathbf{h}} = \text{diag} \{ e^{jk\rho \sin(\Theta) \cos(\Phi - \phi)} \} \cdot \vec{\mathbf{g}}. \quad (3.32)$$

Der Vektor  $\boldsymbol{\phi} = [\phi_n]$  enthält dabei die  $N$  Elementwinkel während die Elementdiagramme der  $\rho$ -,  $\phi$ - oder  $z$ -gerichteten HERTZ'schen-Dipole, entsprechend der Gleichung B.9, in der Matrix  $\vec{\mathbf{g}}$  zusammengefasst sind. Bei dem gewählten Abstand der Elemente von  $0.5\lambda$  entlang des Kreisbogens folgt der Gruppenradius für alle drei betrachteten Konfigurationen zu  $\rho = \frac{9}{4\pi}\lambda$ .

Die Resultate der maximal erreichbaren Direktivität sind nahezu rotationssymmetrisch, sodass die Diskussion der Ergebnisse in Bild 3.3 a) auf die Abhängigkeiten vom Elevationschwenkwinkel  $\Theta_0$  beschränkt ist.

Da bei Ausrichtung aller Elemente entlang der  $z$ -Richtung nur  $\Theta$ -gerichtete Feldkomponenten auftreten, entfällt die Betrachtung der Polarisationsabhängigkeit der erreichbaren

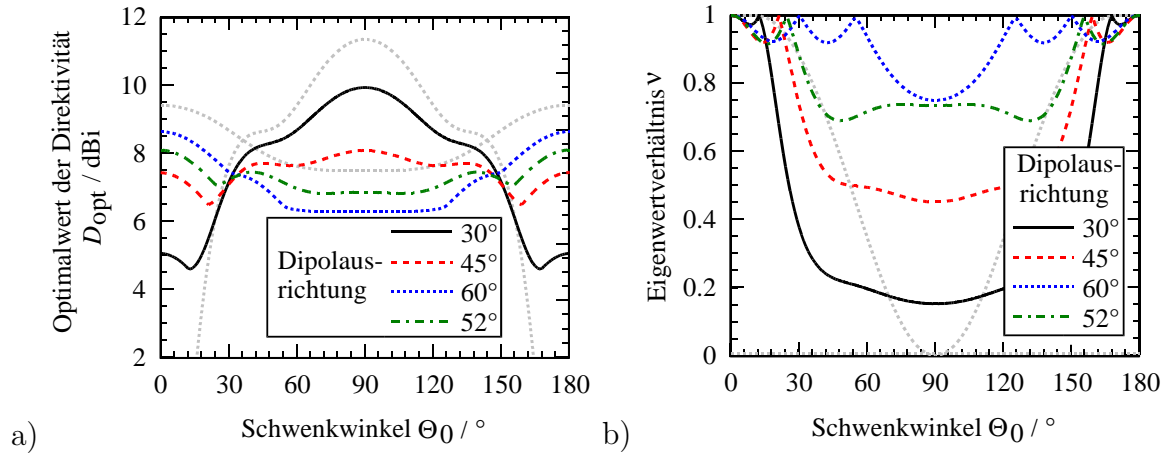


**Bild 3.3:** a) Optimum der erreichbaren Direktivität  $D_{\text{opt}}$  und Verhältnis der Eigenwerte  $\nu$  der in Bild 3.2 gezeigten Kreisgruppen aus neun unterschiedlich orientierten HERTZ'schen Dipolen. b) Elevationsdiagramme der Kreisgruppen aus  $\rho$ - und  $\phi$ -gerichteten Dipolen für den Schwenkwinkel  $\Theta_0 = 0^\circ$  und zirkuläre Polarisation.

Direktivität. Weiterhin ist in diesem Fall das Eigenwertverhältnis  $\nu = 0$ , unabhängig vom Schwenkwinkel. Erwartungsgemäß liegt das Maximum der erreichbaren Direktivität in der Ebene  $\Theta_0 = 90^\circ$ , in der auch die Elementdiagramme ihren Höchstwert erreichen. Gegenüber der linearen Konfiguration aus dem vorhergehenden Beispiel werden trotz der kompakteren kreisförmigeren Anordnung der Elemente mit bis zu 11.2 dBi vergleichbar hohe Direktivitätswerte erreicht.

Beim Vergleich der verbleibenden beiden Kreisgruppen mit  $\rho$ - und  $\phi$ -orientierten Elementen ist zunächst kaum ein nennenswerter Unterschied zu vermuten, da zu jedem Element der einen Gruppe ein Pendant in der anderen Gruppen finden ist. Im Schwenkwinkelbereich von  $90^\circ \pm 60^\circ$  trifft dies auch so zu. In diesem Winkelbereich ist das Verhältnis der Eigenwerte  $\nu$  sehr klein, da die Anregung der  $\Phi$ -gerichteten Feldkomponenten dominant ist. Dagegen ist das Eigenwertverhältnis beider Gruppenkonfigurationen in Richtung der Gruppenachse  $\nu = 1$  und der optimale Direktivitätswert ist damit polarisationsunabhängig. Weiterhin sind Unterschiede im Verlauf der optimalen Direktivitäten in dieser Richtung festzustellen. Während mit der Gruppe aus  $\rho$ -gerichteten Elementen Direktivitäten von über 9 dBi möglich sind, liegen die Werte der Gruppe aus  $\phi$ -gerichteten Elementen über 3 dB darunter. Die Ursache dafür ist aus den Richtdiagrammen für den Fall zirkulärer Polarisation in Bild 3.3 b) zu erkennen. Für beide Gruppen ist der Verlauf der Hauptkeule fast identisch. Mit der Gruppe aus  $\rho$ -gerichteten Elementen ist aber eine recht gute Unterdrückung der Nebenkeulen zu erreichen, während die Gruppe aus  $\phi$ -gerichteten Elementen in einem sehr großen Winkelbereich nur eine Nebenkeulenunterdrückung unterhalb 10 dB zeigt, was zu der deutlichen Verkleinerung der Direktivität führt. In der Richtung  $\Theta = 180^\circ$  verschwindet die Abstrahlung in der gewünschten zirkulären Polarisation, während die hier nicht gezeigte, entgegengesetzt zirkular polarisierte Abstrahlung in dieser Richtung maximal ist.





**Bild 3.4:** Parameterstudie a) zum Optimalwert der erreichbaren Direktivität und b) zum Eigenwertverhältnis einer Kreisgruppe aus neun  $\rho$ - $z$ -orientierten Dipolen. Dipolausrichtung:  $0^\circ$  = Orientierung entlang der  $z$ -Achse,  $90^\circ$  = Orientierung entlang der  $\rho$ -Achse.

Aus diesen Resultaten ist zu schließen, dass nur durch Änderung der Orientierung der Dipole in der Kreisgruppe ein gewünschter Verlauf der optimalen Direktivität und des Eigenwertverhältnisses anzunähern ist. In Bild 3.4 sind die entsprechenden Ergebnisse einer Parameterstudie vom Übergang der  $z$ -orientierten in die  $\rho$ -orientierte Lage der Dipole gezeigt. Der Winkel der Dipolausrichtung bewegt sich dazu innerhalb der Grenzen  $0^\circ$ , d.h. der Orientierung entlang der  $z$ -Achse, und  $90^\circ$ , d.h. der Orientierung entlang der  $\rho$ -Achse. Aus den Ergebnissen für die Kippwinkel  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  und  $60^\circ$  ist zu erkennen, dass eine Konfiguration möglich ist, mit der ein gleichmäßiger Verlauf der optimal erreichbaren Direktivität und einem Eigenwertverhältnis nahe Eins für alle Schwenkwinkel möglich ist. Diese Konfiguration erhält man schließlich durch Verkippung der Elemente um etwa  $52^\circ$  gegenüber der Gruppenachse.

Mit der Bestimmung der optimal erreichbaren Direktivität  $D_{\text{opt}}(\Omega_0)$  und dem Eigenwertverhältnis  $\nu(\Omega_0)$  sind zwei wesentliche Größen zur Spezifikation der Diagrammformungseigenschaften von Gruppenkonfigurationen definiert. Weiterhin ist es denkbar, erreichbare Direktivitäten unter der Annahme weiterer Randbedingungen, wie auftretender Störsignale oder Anforderungen an die Nebenkeulenunterdrückung, zu bestimmen. Diese Größen sind jedoch nur teilweise durch die Gruppenkonfiguration festgelegt und in der Regel durch iterative Lösungsverfahren zu ermitteln. Daher erscheint die Anwendung solcher Größen zur allgemeinen Charakterisierung von Gruppenkonfigurationen nicht sinnvoll.

Bei der Anwendung von Diagrammformungsverfahren zur Richtungsschätzung ist die erreichbare Direktivität und deren Verknüpfung mit der Breite der Hauptkeule einer Antenne sicherlich als Kenngröße für die Genauigkeit einer Richtungsschätzung anwendbar. Für die Verwendung hochauflösender Verfahren ist dieser Ansatz jedoch nicht ausreichend. Der folgende Abschnitt behandelt daher die Entwicklung einer entsprechenden Kennzahl zur Spezifikation der Winkelauflösung einer Gruppenkonfiguration.



## 3.2 Richtungsempfindlichkeit einer Antennengruppe

Die Anwendung hochauflösender Verfahren zur Parameterschätzung aus den rauschbehafteten Signalen einer Sensorgruppe entspricht ganz allgemein der Schätzung reellwertiger Größen aus einem durch einen Zufallsprozess gestörten, komplexen Datenvektor. Bei den gesuchten Parametern handelt es sich, neben den Signalleistungen oder der Systemordnung, also der Anzahl der empfangenen unkorrelierten Signale, vorwiegend um die Richtungen einfallender Wellenfronten. In diesem Zusammenhang wird die Abhängigkeit der erreichbaren Genauigkeit bei der Richtungsschätzung von der Konfiguration der Gruppenelemente untersucht.

Grundsätzlich ist die räumliche Impulsantwort  $\mathbf{h}(\Theta, \Phi)$  als Vektor im  $N$ -dimensionalen komplexen Raum  $\mathbb{C}^N$  zu verstehen, dessen Endpunkte eine gekrümmten Fläche beschreiben. Im Weiteren wird davon ausgegangen, dass diese in der Differentialgeometrie auch als Mannigfaltigkeit bezeichneten Punktmenge eindeutig ist [55]. Unter Einführung der Variablen  $\xi$  erfolgt die Bezeichnung des Raumwinkels  $\Omega(\xi) = \{\Theta(\xi), \Phi(\xi)\}$ , wobei die Winkel  $\Theta(\xi)$  und  $\Phi(\xi)$  stetig differentierbare Funktionen sein sollen. Der Vektor  $\mathbf{h}(\xi)$  beschreibt dann eine Raumkurve innerhalb der durch die Mannigfaltigkeit gegebenen Fläche.

In diesem Zusammenhang liegen, z.B. aus [56, 57, 58, 59, 60], bereits Untersuchungen mit Hilfe der Differentialgeometrie zur Richtungsempfindlichkeit spezieller Antennengruppen aus isotropen Kugelstrahlern vor. Um jedoch Aussagen zu Gruppenkonfigurationen aus beliebigen Antennenelementen formulieren zu können, wird ein universellerer Ansatz benötigt. Wie nachfolgend gezeigt wird, liegt dessen Ursprung in der Beschreibung der Schätzung determinierter Signalparameter, z.B. nach [61].

### 3.2.1 Definition

Aus der Einführung der reellwertigen Variablen  $\xi$  zur Bezeichnung des Raumwinkels folgt, dass das Ergebnis einer Richtungsschätzung - also des Schätzers - aus dem rauschbehafteten Signalvektor  $\mathbf{x}$  aus Gleichung 2.28 als Schätzwert  $\tilde{\xi}$  bezeichnet wird. Da es sich aufgrund des Rauschens in dem Signalvektor bei dem Schätzwert um eine Zufallsvariable handelt, spielen ihr Mittelwert und die auftretende Varianz des Schätzfehlers eine entscheidende Rolle bei der Beurteilung der Güte der Schätzung. Ausgehend von der unteren Grenze für die Varianz des Schätzfehlers, der sogenannten CRAMÉR-RAO-Schranke, erfolgt die Definition einer Kennzahl zur Quantifizierung der Richtungsempfindlichkeit einer vorgegebenen Gruppenkonfiguration beliebiger Antennenelemente.

Der systematische Schätzfehler, der auch als Bias bezeichnet wird, ist durch die Differenz zwischen dem Erwartungswert des Schätzers und der zu schätzenden Größe gegeben:

$$b = \xi - \mathbb{E} \left\{ \tilde{\xi}(\mathbf{x}) \right\}. \quad (3.33)$$

Ein Schätzer wird als erwartungstreu bezeichnet, wenn der systematische Schätzfehler  $b = 0$

ist. Weiterhin ist die Varianz eines erwartungstreuen Schätzers

$$\sigma_{\xi}^2 = \mathbb{E} \left\{ (\xi - \tilde{\xi}(\mathbf{x}))^2 \right\}. \quad (3.34)$$

Diese erlaubt eine Aussage über die Abweichung der Schätzung vom wahren Wert. Erreicht ein Schätzer für die Varianz eines zufälligen Schätzwertes die CRAMÉR-RAO-Schranke, dann nennt man den Schätzer effizient oder wirksam [61].

Die Herleitung der in Gleichung C.1 angegebenen CRAMÉR-RAO-Schranke für das Problem der Richtungsschätzung mit einer Sensorgruppe und mehreren einfallenden Wellenfronten ist in [41] vorgenommen worden. Die Verwendung dieses Ergebnisses zur Richtungsschätzung einer einzelnen einfallenden Welle mit der Signalleistung  $P_S$  liefert:

$$CRS(\Omega) = \frac{N_0}{2 \cdot K \cdot P_S} \left( \mathbf{d}^H \cdot \left( \mathbf{I} - \frac{\mathbf{h}\mathbf{h}^H}{|\mathbf{h}|^2} \right) \cdot \mathbf{d} \right)^{-1} = \frac{N_0}{2 \cdot K \cdot P_S} (\mathbf{d}^H \mathcal{P}_{\mathbf{h}}^{\perp} \mathbf{d})^{-1}. \quad (3.35)$$

Darin ist  $N_0$  die Rauschleistung eines einzelnen Signalpfades,  $K$  die Anzahl der zur Verfügung stehenden Abtastwerte,  $\mathcal{P}_{\mathbf{h}}^{\perp}$  die undurchsichtige Orthogonalprojektion zum Vektor  $\mathbf{h}$  und

$$\mathbf{d} = \dot{\mathbf{h}} = \frac{d\mathbf{h}}{d\xi} \quad (3.36)$$

die Ableitung der räumlichen Impulsantwort nach der Variablen  $\xi$ . Die Berücksichtigung der in [41] nicht betrachteten Polarisation der Welle erfolgt durch die Annahme eines Polarisationsvektors  $\mathbf{p}_0$  und dessen Multiplikation mit der räumlichen Impulsantwort nach Gleichung 2.19:

$$\mathbf{h}(\xi) = \vec{\mathbf{h}}(\Omega(\xi)) \mathbf{p}_0^H. \quad (3.37)$$

Aus dieser Formulierung für die CRAMÉR-RAO-Schranke folgt, dass die untere Grenze der Varianz des Schätzergebnisses, neben dem Signal-Rausch-Verhältnis  $SNR = \frac{P_S}{N_0}$ , nennenswert durch eine große Zahl von Abtastwerten  $K$  zu verbessern ist. Wie bereits während der Darstellung der Richtungsschätzverfahren erwähnt, hängt dies mit der Tatsache zusammen, dass der Einfluss des Rauschens durch die Vergrößerung der Anzahl der verwendeten Abtastwerte zur Bestimmung der Kovarianzmatrix  $\mathbf{R}$  nach Gleichung 2.37 minimiert wird.

Weiterhin zeigt dieses Ergebnis, dass die CRAMÉR-RAO-Schranke wesentlich von der räumlichen Impulsantwort der Gruppe  $\mathbf{h}$  und ihrer ersten Ableitung abhängig ist. Wird nun für eine bestimmte Raumrichtung mit einer Gruppenkonfiguration ein kleiner Wert der Schranke  $CRS$ , also der Unsicherheit der Schätzung erreicht, dann ist in der Umkehrung davon auszugehen, dass eine hohe Empfindlichkeit bezüglich der zu schätzenden Richtung einer einfallenden Wellenfront vorliegt. Als Kennzahl für die Richtungsempfindlichkeit einer Gruppenkonfiguration  $R$  wird daher der von der räumlichen Impulsantwort der Antenne abhängige Anteil aus Gleichung 3.35 ausgewertet:

$$R(\Omega) = \alpha_{ref} \cdot \mathbf{d}^H \cdot \mathcal{P}_{\mathbf{h}}^{\perp} \cdot \mathbf{d}. \quad (3.38)$$

Die Festlegung der Proportionalitätskonstante  $\alpha_{ref}$  geschieht dabei nach folgender Überlegung: Die Direktivität einer Antenne wird üblicherweise auf den entsprechenden Wert eines elementaren Strahlers, z.B. den isotropen Kugelstrahler oder gelegentlich den HERTZ'schen-Dipol, bezogen. Analog dazu soll die Richtungsempfindlichkeit relativ zu den Eigenschaften einer elementaren Antennengruppe angegeben werden.

Die dazu geeignet erscheinende elementare Gruppe ist eine Konfiguration zweier Kugelstrahler auf der  $z$ -Achse im Abstand  $d = \lambda/2$  mit der räumlichen Impulsantwort  $\mathbf{h}_{ref}$  und deren Ableitung  $\mathbf{d}_{ref}$ :

$$\mathbf{h}_{ref} = \begin{bmatrix} e^{-\pi/2 \cdot \cos \Theta} \\ e^{\pi/2 \cdot \cos \Theta} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{d}_{ref} = \frac{\pi}{2} \cdot \sin \Theta \cdot \begin{bmatrix} e^{-\pi/2 \cdot \cos \Theta} \\ -e^{\pi/2 \cdot \cos \Theta} \end{bmatrix}. \quad (3.39)$$

Weiterhin sind die relevanten Vektorprodukte für die Berechnung der Richtungsempfindlichkeit dieser Gruppe nach Gleichung 3.38

$$\mathbf{d}_{ref}^H \mathbf{d}_{ref} = \frac{\pi^2}{2} \cdot \sin^2 \Theta \quad \text{und} \quad \mathbf{d}_{ref}^H \mathbf{h}_{ref} = 0. \quad (3.40)$$

Der Ableitungsvektor  $\mathbf{d}_{ref}$  ist also orthogonal zum Vektor  $\mathbf{h}_{ref}$ , sodass die Richtungsempfindlichkeit ausschließlich durch das Betragsquadrat von  $\mathbf{d}_{ref}$  bestimmt ist. Die resultierende Funktion zur Beschreibung der Richtungsempfindlichkeit wird somit zu

$$R = \alpha_{ref} \cdot \frac{\pi^2}{2} \cdot \sin^2 \Theta \Big|_{\Theta=\pi/2} \stackrel{!}{=} 1. \quad (3.41)$$

Das von dieser Funktion erreichte Maximum für  $\Theta = \pi/2$  soll als Referenzwert für die Richtungsempfindlichkeit dienen und wird per Definition auf den Wert 1 gesetzt. Dadurch folgt für die Proportionalitätskonstante  $\alpha_{ref} = \frac{2}{\pi^2}$ , bzw. für den vollständige Ausdruck der Richtungsempfindlichkeit

$$R(\Omega) = \frac{2}{\pi^2} \cdot \mathbf{d}^H \cdot \mathcal{P}_h^\perp \cdot \mathbf{d}. \quad (3.42)$$

Diese Definition ermöglicht nun eine quantitative Erfassung der Eignung einer Antennengruppe zur Richtungsschätzung mit hochauflösenden Verfahren. Bereits die Struktur dieser Gleichung lässt den Unterschied zu den im vorhergehenden Abschnitt beschriebenen Kenngrößen des Sichtfeldes erkennen. In den folgenden Abschnitten wird sowohl eine Interpretation der erhaltenen Bestimmungsgleichung als auch die Betrachtung relevanter Spezialfälle von Antennengruppen durchgeführt.

### 3.2.2 Geometrische Interpretation

Die Analyse des Ergebnisses in Gleichung 3.42 für die Richtungsempfindlichkeit erfolgt zunächst durch die Zerlegung des Ableitungsvektors  $\mathbf{d}$  in einen Anteil parallel und einen Anteil senkrecht zum Einheitsvektor in Richtung der räumlichen Impulsantwort  $\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{h}/|\mathbf{h}|$ :

$$\mathbf{d} = \mathbf{d}_\parallel + \mathbf{d}_\perp, \quad \mathbf{d}_\parallel = \hat{\mathbf{h}} \left( \hat{\mathbf{h}}^H \mathbf{d} \right), \quad \mathbf{d}_\perp = \mathbf{d} - \mathbf{d}_\parallel = \left( \mathbf{I} - \hat{\mathbf{h}} \hat{\mathbf{h}}^H \right) \cdot \mathbf{d}. \quad (3.43)$$

Die Verwendung dieser Zusammenhänge führt zu dem Ausdruck:

$$R(\Omega) = \frac{2}{\pi^2} \cdot \mathbf{d}_\perp^H \mathbf{d}_\perp. \quad (3.44)$$

Die Richtungsempfindlichkeit ist demnach nur von dem zu  $\mathbf{h}$  senkrechten Anteil des Ableitungsvektors  $\mathbf{d}$  abhängig. Anschaulich ist dies dadurch zu erklären, dass die Unterraumverfahren die gesuchte Richtungsinformation im Wesentlichen aus der Orientierung des Vektors  $\mathbf{h}$  im Raum  $\mathbb{C}^N$  bestimmen. Die Veränderung der Länge des Vektors bei einer Veränderung der Richtung  $\Omega(\xi)$  wird dagegen nicht zur Richtungsbestimmung nützlich sein, sodass der Anteil der Ableitung in  $\mathbf{d}_\parallel$  keine Rolle für die Empfindlichkeit spielt.

In der Terminologie der Differentialgeometrie ist  $\mathbf{d}$  der Tangentenvektor an die Raumkurve  $\mathbf{h}(\xi)$ , die ihrerseits innerhalb der gekrümmten Fläche  $\mathbf{h}(\Omega)$  liegt. Diese Fläche wird von den  $\Theta$ - und  $\Phi$ -Parameterlinien  $\mathbf{h}(\Theta, \Phi = \text{konst.})$  und  $\mathbf{h}(\Theta = \text{konst.}, \Phi)$  durchzogen. Aus den Ableitungen  $\frac{d\mathbf{h}}{d\Theta}$  und  $\frac{d\mathbf{h}}{d\Phi}$  folgen die Tangentenvektoren zu diesen Parameterlinien. Schneiden sich die Parameterlinien in einem Winkel  $\neq 0$  bzw.  $\neq \pi$ , sodass das Vektorprodukt

$$\frac{d\mathbf{h}}{d\Theta} \times \frac{d\mathbf{h}}{d\Phi} \neq 0 \quad (3.45)$$

ist, dann spannen die Tangentenvektoren der Parameterlinien die Tangentialebene auf, in der auch immer  $\mathbf{d}$  liegen wird. Dies drückt sich auch durch das totale Differential

$$d\mathbf{h} = \frac{d\mathbf{h}}{d\Theta} \cdot d\Theta + \frac{d\mathbf{h}}{d\Phi} \cdot d\Phi \quad (3.46)$$

aus, nachdem  $d\mathbf{h}$  eine Linearkombination der Tangentenvektoren an die Parameterlinien ist. Für das Betragsquadrat von  $\mathbf{d}$  folgt weiterhin

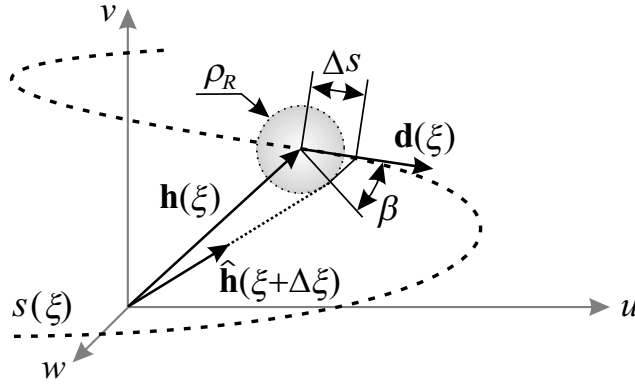
$$|\mathbf{d}|^2 = \mathbf{d}^H \mathbf{d} = \begin{bmatrix} \dot{\Theta} & \dot{\Phi} \end{bmatrix} \mathbf{G} \begin{bmatrix} \dot{\Theta} \\ \dot{\Phi} \end{bmatrix}. \quad (3.47)$$

Die darin verwendete Matrix

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} E & F \\ F & G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{d\mathbf{h}}{d\Theta}\right)^H \frac{d\mathbf{h}}{d\Theta} & \Re \left\{ \left(\frac{d\mathbf{h}}{d\Theta}\right)^H \frac{d\mathbf{h}}{d\Phi} \right\} \\ \Re \left\{ \left(\frac{d\mathbf{h}}{d\Theta}\right)^H \frac{d\mathbf{h}}{d\Phi} \right\} & \left(\frac{d\mathbf{h}}{d\Phi}\right)^H \frac{d\mathbf{h}}{d\Phi} \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

ist aus der Differentialgeometrie als Metrik oder erste Fundamentalform der Flächentheorie bekannt. Die Elemente der Matrix  $\mathbf{G}$  sind die GAUSS'schen oder metrischen Fundamentalgößen und hängen nicht von der Kurve ab, sondern sind durch den Flächenpunkt, also seine Parameterwerte  $\Theta$  und  $\Phi$  bestimmt. Das ist insofern bemerkenswert, als man damit aus der Kenntnis der drei metrischen Fundamentalgößen  $E$ ,  $F$  und  $G$  auf sämtliche Längen von Kurven innerhalb der Fläche schließen kann [62, 63]. Für die Berechnung eines Linienelementes in der Tangentialebene aus den Fundamentalgößen gilt:

$$\dot{s} = \frac{ds}{d\xi} = \sqrt{E\dot{\Theta}^2 + 2F\dot{\Theta}\dot{\Phi} + G\dot{\Phi}^2} d\xi = |\mathbf{d}| \quad (3.49)$$



**Bild 3.5:** Schematische Darstellung einer durch die räumliche Impulsantwort  $\mathbf{h}(\xi)$  gegebene Raumkurve  $s(\xi)$ .

Der Differentialquotient entspricht also dem Betrag der Ableitung des Vektors  $\mathbf{h}(\xi)$ . Der entlang der beschriebenen Raumkurve zurückgelegte Weg  $s(\xi)$  folgt daher unmittelbar aus der Integration über das Linienelement, also den Betrag des Tangentenvektors, zwischen einem Anfangspunkt  $\xi_0$  und einem beliebigen Punkt  $\xi$  auf der Kurve.

$$s(\xi) = \int_{\xi_0}^{\xi} |\mathbf{d}| d\xi \quad (3.50)$$

Ist diese in der Differentialgeometrie als Bogenlänge bezeichnete Funktion  $s(\xi)$  umkehrbar, dann kann die Raumkurve in der sogenannten natürlichen Darstellung  $\mathbf{h}(s)$  mit der Bogenlänge als Parameter angegeben werden. Durch die Bildung weiterer Ableitungen nach der Bogenlänge  $s$  ist, abhängig von der Dimension der Kurve, eine Anzahl von Krümmungen zu berechnen, die zur weiteren Analyse der Mannigfaltigkeit nützlich sind, z.B. bei der Betrachtung von Szenarien mit mehreren einfallenden Signalen [56, 57].

Für die geometrische Interpretation der Richtungsempfindlichkeit sind die Bogenlänge und deren Ableitung von Nutzen. Das Bild 3.5 deutet schematisch eine Raumkurve  $s(\xi)$  an, in der an der Position des Vektors  $\mathbf{h}(\xi)$  auch der lokale Tangentenvektor  $\mathbf{d}(\xi)$  eingezeichnet ist. Durch das Auftreten von überlagertem Rauschen ist für die Schätzung ein Unsicherheitsbereich in Form einer Kugel an der Position  $\mathbf{h}(\xi)$  anzunehmen. Der Kugelradius wird anschaulich umgekehrt proportional zum Signal-Rausch-Verhältnis sein. Weiterhin ist eine Verkleinerung des Unsicherheitsbereiches durch eine Vergrößerung der Anzahl der verwendeten Abtastwerte  $K$  zu berücksichtigen. Der Kugelradius wird dementsprechend zu

$$\rho_R = \sqrt{\frac{N_0}{2KP_S}} \quad (3.51)$$

bestimmt [56]. Die Unsicherheit der Schätzung wird nun genau dann gering sein, wenn dieser Unsicherheitsbereich mit einer „schnellen“ Bewegung des Zeigers, welche mit einer großen Geschwindigkeit  $\dot{s}$  verknüpft ist, durchquert wird. Dabei ist zu berücksichtigen, dass

nur der Anteil des Weges eine Rolle spielt, der senkrecht zu  $\mathbf{h}(\xi)$  ist

$$\Delta s_{\perp} = \Delta s \cdot \cos \beta, \quad (3.52)$$

wobei der Winkel  $\beta$  aus dem Skalarprodukt von  $\mathbf{h}$  und  $\mathbf{d}$  zu berechnen ist

$$\cos^2 \beta = 1 - \frac{|\mathbf{d}^H \mathbf{h}|^2}{|\mathbf{d}|^2 |\mathbf{h}|^2}. \quad (3.53)$$

Die Grenze des Unsicherheitsbereiches wird genau dann erreicht, wenn

$$\Delta s_{\perp} = \Delta s \cdot \cos \beta = \rho_R \quad (3.54)$$

ist. Das Bogensegment  $\Delta s$  wird nun in guter Näherung durch das Produkt aus  $\dot{s} = |\dot{\mathbf{d}}|$  und der Abweichung des Schätzwertes  $\Delta \xi$  beschrieben, sodass von der Gleichung 3.54 auf die Näherung

$$|\dot{\mathbf{d}}| \cdot \Delta \xi \cdot \sqrt{1 - \frac{|\mathbf{d}^H \mathbf{h}|^2}{|\mathbf{d}|^2 |\mathbf{h}|^2}} \approx \sqrt{\frac{N_0}{2KP_S}} \quad (3.55)$$

übergegangen werden kann. Die Umstellung nach  $\Delta \xi$  liefert dann:

$$\Delta \xi \approx \sqrt{\frac{N_0}{2KP_S} \left( |\mathbf{d}|^2 - \frac{|\mathbf{d}^H \mathbf{h}|^2}{|\mathbf{h}|^2} \right)^{-1}} = \sqrt{CRS}. \quad (3.56)$$

Über die Differentialgeometrie und die Festlegung eines Unsicherheitsbereiches ist somit anschaulich die Herstellung des Zusammenganges zwischen einer Abweichung des Schätzwertes der Richtungsvariablen  $\Delta \xi$  zur CRAMÉR-RAO-Schranke hergestellt.

### 3.2.3 Einfluss von Elementdiagramm und Gruppenkonfiguration

Zur weiteren Separation des Einflusses der Elementdiagramme und der Gruppenkonfiguration auf die Richtungsempfindlichkeit wird die Ableitung der räumlichen Impulsantwort aus Gleichung 2.19 berechnet. Wie in Anhang C gezeigt ist, führt die Umformung der in der Ableitung entstehenden Matrixprodukte zu der Gleichung

$$R = \frac{8}{\lambda^2} \cdot \mathbf{g}^T \mathbf{g} \cdot \dot{\mathbf{u}}_r^T \mathbf{V}_r \dot{\mathbf{u}}_r + \frac{2}{\pi^2} \cdot \dot{\mathbf{g}}^T \left( \mathbf{I} - \frac{\mathbf{g} \mathbf{g}^T}{\mathbf{g}^T \mathbf{g}} \right) \dot{\mathbf{g}}. \quad (3.57)$$

Darin sind die als rein reell anzunehmenden Elementdiagramme  $g_n$ , unter Berücksichtigung eines Polarisationsvektors nach Gleichung C.8, in dem Vektor  $\mathbf{g}$  zusammengefasst. Die korrespondierenden Ableitungen nach der Richtungsvariablen  $\xi$  sind in  $\dot{\mathbf{g}}$  enthalten. Der Vektor  $\dot{\mathbf{u}}_r$  bezeichnet die Ableitung des Einheitsvektors in  $r$ -Richtung  $\hat{\mathbf{u}}_r$  und die Matrix

$$\mathbf{V}_r = \frac{1}{\mathbf{g}^T \mathbf{g}} \sum_{n=1}^N g_n^2 (\mathbf{r}_n - \bar{\mathbf{r}})(\mathbf{r}_n - \bar{\mathbf{r}})^T \quad (3.58)$$

im ersten Summanden der Gleichung 3.57 entspricht der mit den quadratischen Elementdiagrammen  $g_n^2$  gewichteten Kovarianz der Elementpositionen. Der darin verwendete Vektor  $\bar{\mathbf{r}}$  entspricht dem in Gleichung C.26 definierten, mit  $g_n^2$  gewichteten Mittelwert der Positionsvektoren  $\mathbf{r}_n$ .

Aus dieser Umformung folgt unmittelbar, dass der Einfluss der Elemente zur Richtungsempfindlichkeit proportional zum Elementgewinn in dieser Richtung und somit zur jeweils empfangenen Leistung ist. Weiterhin ist diesem Teil der Bestimmungsgleichung zu entnehmen, dass die Richtungsempfindlichkeit dann groß ist, wenn die Ableitung des Einheitsvektors  $\hat{\mathbf{u}}_r$  große Werte erreicht und gleichzeitig die Streuung der Elemente innerhalb der Gruppe maximal ist.

Letzteres entspricht den Ergebnissen der Untersuchung verschiedener linearer Gruppen aus isotropen Kugelstrahlern im Bezug auf die zugehörige CRAMÉR-RAO-Schranke in [64, 65]. Danach besteht die optimale Anordnung der Elemente innerhalb einer linearen Gruppe mit festgelegter Gruppenlänge bei  $M$  einfallenden Wellen aus  $M + 1$  gleichmäßig verteilten Elementclustern. Bezogen auf den hier betrachteten Fall sind also zwei Elementcluster an den Rändern der linearen Gruppe die optimale Konfiguration, da diese zur maximalen Varianz der Elementpositionen führt. Für die Realisierung von Antennengruppen kommt einer solchen Anordnung jedoch nur eine untergeordnete Bedeutung zu, da sie in der Regel zu Mehrdeutigkeiten in der Mannigfaltigkeit der Gruppe führt und die Bildung von Elementclustern in realen Antennengruppen durch die endlichen Elementabmessungen und Verkopplungseinflüsse kaum möglich ist.

Der zweite Summand der Gleichung 3.57 ist ausschließlich durch den Beitrag der Elementdiagramme zur Richtungsempfindlichkeit bestimmt. Für den in vielen Gruppenkonfigurationen vorliegenden Fall identischer Elemente geht der Vektor  $\mathbf{g}$  in den Skalar  $g$  über und der Term

$$\dot{\mathbf{g}}^H \left( \mathbf{I} - \frac{\mathbf{g}\mathbf{g}^H}{\mathbf{g}^H\mathbf{g}} \right) \dot{\mathbf{g}} \xrightarrow{\mathbf{g} \rightarrow g} \dot{g}^2 \cdot N - \frac{\dot{g}^2 g^2 \cdot N^2}{g^2 \cdot N} = 0 \quad (3.59)$$

wird verschwinden. Daraus folgt unmittelbar, dass die Ableitung der Elementdiagramme keinen Einfluss auf die Richtungsempfindlichkeit hat, wenn alle Elemente gleich sind. Die anschauliche Begründung für diesen Umstand ist, dass die Ableitung in diesem Fall nur Beiträge zum Anteil  $\mathbf{d}_{\parallel}$  des Ableitungsvektors liefert und somit keinen Einfluss auf  $R$  hat. Für Gruppen aus identischen Elementen folgt somit die Richtungsempfindlichkeit

$$R = g^2 \cdot \frac{8}{\lambda^2} \cdot \dot{\mathbf{u}}_r^T \left( \sum_{n=1}^N (\mathbf{r}_n - \bar{\mathbf{r}})(\mathbf{r}_n - \bar{\mathbf{r}})^T \right) \dot{\mathbf{u}}_r = \frac{2}{\pi^2} \cdot g^2 \cdot \dot{\mathbf{a}}^H (\mathbf{I} - \hat{\mathbf{h}}\hat{\mathbf{h}}^H) \dot{\mathbf{a}}. \quad (3.60)$$

Demnach hängt  $R$  nur noch vom Elementgewinn in der betrachteten Richtung und den Eigenschaften des Vektors  $\dot{\mathbf{a}}$  ab. Die Auswertung des Skalarproduktes von  $\dot{\mathbf{a}}$  und  $\hat{\mathbf{h}}$  führt unter Verwendung der Gleichungen C.14 und C.25 im Fall identischer Gruppenelemente zu

$$\dot{\mathbf{a}}^H \hat{\mathbf{h}} = -jk\dot{\mathbf{u}}_r \frac{1}{|\mathbf{h}|} \sum_{n=1}^N \mathbf{r}_n = -jk\dot{\mathbf{u}}_r \frac{1}{|\mathbf{h}|} N\bar{\mathbf{r}}. \quad (3.61)$$



Das Skalarprodukt wird genau dann Null, wenn der Mittelwert der Elementpositionen  $\bar{\mathbf{r}}$  verschwindet. Dies ist für Gruppen aus identischen Elementen durch die Wahl des Koordinatenursprungs im Schwerpunkt der Gruppe immer möglich. Für Gruppen aus unterschiedlichen Elementen ist diese Wahl des Koordinatensystems jedoch nicht winkelunabhängig möglich, da die Elementdiagramme als Gewichtungsfunktion im Mittelwert  $\bar{\mathbf{r}}$  zu berücksichtigen sind. Die Richtungsempfindlichkeit einer Antennengruppe aus identischen Antennenelementen ist jedoch ohne Einschränkungen immer durch

$$R = g^2 \cdot \frac{8}{\lambda^2} \cdot \dot{\mathbf{u}}_r^T \left( \sum_{n=1}^N \mathbf{r}_n \mathbf{r}_n^T \right) \dot{\mathbf{u}}_r = \frac{2}{\pi^2} \cdot g^2 \cdot |\dot{\mathbf{a}}|^2 \quad (3.62)$$

anzugeben. Die Berechnung des Betragsquadrates von  $\dot{\mathbf{a}}$  erfolgt analog zu den differentialgeometrischen Betrachtungen der räumlichen Impulsantwort in den Gleichungen 3.47 und 3.48. Die Richtungsempfindlichkeit einer Antennengruppe aus identischen Antennenelementen ist demnach vollständig durch die Metrik der Fläche  $\mathbf{a}(\Theta, \Phi)$  bestimmt.

Wird die Betrachtung nun weiter auf den Fall isotroper Kugelstrahler eingeschränkt, so ist der Übergang auf die bereits eingangs erwähnten Untersuchungen in [56, 57, 58, 59, 60] leicht möglich. Die in diesem Abschnitt durchgeführten Betrachtungen zeigen darüber hinaus die Zusammenhänge zwischen den Elementdiagrammen, der Anordnung der Elemente im Raum und der Richtungsempfindlichkeit einer Gruppenantenne auf.

### 3.2.4 Fallbeispiele

In Anknüpfung an die in Kapitel 3.1.3 zum Sichtbereich von Antennengruppen behandelten Fallbeispiele wird nachfolgend die Richtungsempfindlichkeit einiger konkreter Gruppenkonfigurationen diskutiert. Bisher wurde diese in Bezug auf die Richtungsvariable  $\xi$  und für einen festen Polarisationsvektor  $\mathbf{p}$  angegeben. Zur Charakterisierung der hier betrachteten linearpolarisierten Antennengruppen wird nun im Speziellen die Richtungsempfindlichkeit bezüglich des Elevations- und des Azimutwinkels betrachtet, sodass  $\Theta = \xi$ ,  $\Phi = \text{const.}$  bzw.  $\Phi = \xi$ ,  $\Theta = \text{const.}$  gilt. Weiterhin ist die Unterscheidung hinsichtlich  $\Theta$ - oder  $\Phi$ -polarisierter empfangener Wellenfronten nötig. Daraus resultieren vier unterschiedliche Fälle der Richtungsempfindlichkeit, die in dem Format

$$R_{\xi p}, \quad \xi = \{\Theta, \Phi\}, \quad p = \{\Theta, \Phi\} \quad (3.63)$$

gekennzeichnet werden.

Zunächst erfolgt jedoch die Betrachtung einer linearen Gruppe aus  $N$  isotropen Kugelstrahlern entlang der  $z$ -Achse, bei der die Polarisation keine Rolle spielt. Aus der Gleichung 2.24 geht hervor, dass die räumliche Impulsantwort dieser Gruppe nur vom Elevationswinkel  $\Theta$  abhängig ist und die Richtung  $\Phi$  einer einfallenden Wellenfront nicht bestimmt werden kann. Dieser Umstand wird durch  $R_\Phi = 0$  für den gesamten Winkelbereich ausgedrückt und die Untersuchung dieser Gruppe beschränkt sich auf die Richtungsempfindlichkeit  $R_\Theta$ .



Entsprechend der Berechnung in Anhang C, mit Gleichung C.40 als Ergebnis, ist die Richtungsempfindlichkeit dieser Konfiguration

$$R_{\Theta} = \left( \frac{d}{\lambda} \right)^2 \cdot \frac{2}{3} \cdot \sin^2 \Theta \cdot N(N^2 - 1) \bigg|_{N=9, d/\lambda=0.5} = 120 \cdot \sin^2 \Theta. \quad (3.64)$$

Der Maximalwert der Empfindlichkeit wird demnach für das konkrete Beispiel von  $N = 9$  Elementen im Abstand  $d/\lambda = 0.5$  zu  $R_{\Theta} = 120 \hat{=} 20.8$  dB und tritt senkrecht zur Gruppenachse bei  $\Theta = 90^\circ$  auf. In Richtung der Gruppenachse nimmt  $R_{\Theta}$  sehr kleine Werte an, denn in diesem Winkelsegment fällt die Variation der Phasenverhältnisse zwischen den Elementsignalen bei einer Änderung der Einfallrichtung der Welle nur gering aus. Diese Gruppenkonfiguration eignet sich dementsprechend besonders dann, wenn die Signale, deren Richtung zu bestimmen ist, aus einem kleinen Winkelsegment senkrecht zur Gruppenachse erwartet werden. Grundsätzlich ist die Richtungsempfindlichkeit durch Vergrößerung der Elementanzahl  $N$  zu steigern, wobei sie für große Elementanzahlen proportional zu  $N^3$  ansteigt. Die Verbesserung der Empfindlichkeit durch Verlängerung des Elementabstandes  $d$  ist in der Regel nicht zulässig, da dadurch Mehrdeutigkeiten in der Mannigfaltigkeit auftreten werden.

Dieses Ergebnis zu einer linearen Gruppe isotroper Kugelstrahler unterscheidet sich deutlich von den Ergebnissen der Sichtbereichsuntersuchung dieser Anordnung. Entsprechend Gleichung 3.30 bzw. Bild 3.1 a) ist die maximal erreichbare Direktivität dieser Anordnung unabhängig vom Elevationswinkel  $\Theta$ , während die Richtungsempfindlichkeit sehr wohl eine Winkelabhängigkeit zeigt.

Werden anstelle der bisher angenommenen isotropen Kugelstrahler in der linearen Gruppe HERTZ'sche Dipole verwendet, so folgt die Richtungsempfindlichkeit entsprechend Gleichung 3.60 aus dem Produkt der Gleichung 3.64 mit dem Betragsquadrat des Elementdiagramms zu

$$R_{\Theta\Theta} = \left( \frac{d}{\lambda} \right)^2 \cdot \sin^4 \Theta \cdot N(N^2 - 1) \bigg|_{N=9, d/\lambda=0.5} = 180 \cdot \sin^4 \Theta. \quad (3.65)$$

Da in dieser Anordnung nur Feldanteile mit der  $\Theta$ -Polarisation empfangen werden können, beschränken sich die Betrachtungen auf  $R_{\Theta\Theta}$ . Der Maximalwert der Richtungsempfindlichkeit ist um den Dipolgewinn auf  $R_{\Theta\Theta} \hat{=} 22.6$  dB angestiegen. Weiterhin fällt die Empfindlichkeit in Richtung der Gruppenachse, bedingt durch das Elementdiagramm der Dipole, deutlich schneller ab.

Die zweite Kategorie der hier exemplarisch betrachteten Antennengruppen geht aus den ebenfalls im vorangegangenen Abschnitt betrachteten drei Kreisgruppen in Bild 3.2 hervor. Die räumliche Impulsantwort dieser Gruppen ist durch Gleichung 3.32 gegeben und die Elementdiagramme der  $z$ -,  $\rho$ - und  $\phi$ -gerichteten HERTZ'schen-Dipolen folgen aus der Gleichung B.9.

Für den Fall der Kreisgruppe aus  $z$ -gerichteten Elementen ist die Richtungsempfindlichkeit nur für  $\Theta$ -polarisierte Wellen anzugeben und ist entsprechend der Herleitung in Anhang C und dem Ergebnis in Gleichung C.54 für Gruppen aus  $N > 2$  Elementen durch

$$R_{\xi\Theta} = \frac{3N^3}{2\pi^2} \cdot \left(\frac{d}{\lambda}\right)^2 \cdot \left(\frac{1}{4} \sin^2(2\Theta) \cdot \dot{\Theta}^2 + \sin^4 \Theta \cdot \dot{\Phi}^2\right) \quad (3.66)$$

gegeben, wobei  $d$  wieder der Elementabstand entlang des Kreisbogens ist. Die Empfindlichkeit ist auch in diesem Fall nur für die  $\Theta$ -Polarisation auszuwerten. Es ist bemerkenswert, dass diese Anordnung eine vom Azimutwinkel  $\Phi$  unabhängige Richtungsempfindlichkeit aufweist. Daher sind Kreisgruppen typischerweise in Anwendungen zu finden, in denen die Richtungsschätzung ohne Festlegung eines zu bevorzugenden Winkelsegmentes durchgeführt wird, z.B. in Peilsystemen oder im Mobilfunk. Die Richtungsauflösung steigt ebenfalls mit der Elementanzahl proportional zu  $N^3$  an, wenn davon ausgegangen wird, dass der Gruppenradius linear mit  $N$  wächst.

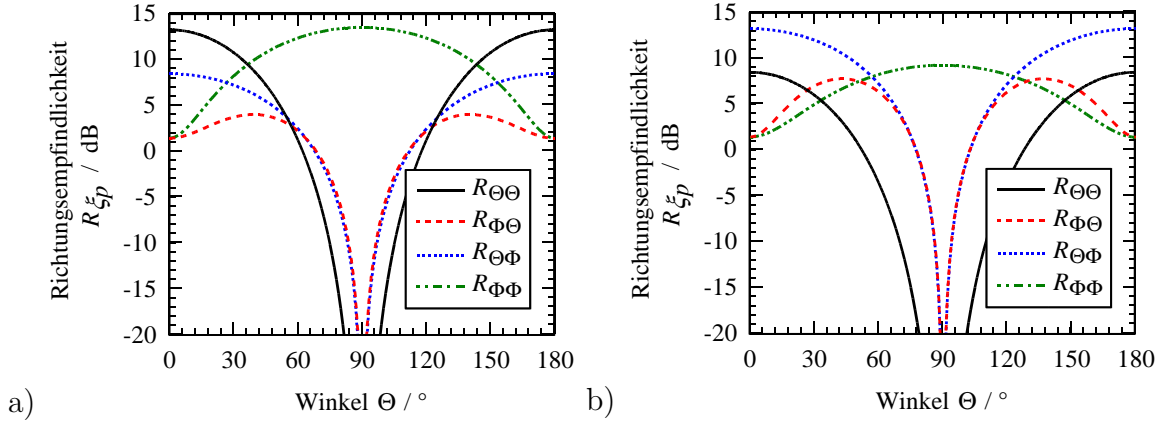
Für den speziellen Fall einer Kreisgruppe aus  $N = 9$  Elementen im Abstand  $d/\lambda = 0.5$  ist die Richtungsempfindlichkeit

$$R_{\xi\Theta} = 6.9 \cdot \sin^2(2\Theta) \cdot \dot{\Theta}^2 + 27.7 \cdot \sin^4 \Theta \cdot \dot{\Phi}^2. \quad (3.67)$$

Das Maximum der Empfindlichkeit bei der Richtungsschätzung des Azimutwinkels  $\Phi$  tritt demnach in der Gruppenebene  $\Theta = 90^\circ$  auf und liegt bei  $R_{\Phi\Theta} = 27.7 \hat{=} 14.4$  dB. Die Richtungsempfindlichkeit  $R_{\Theta\Theta}$  wird, bedingt durch die Gruppenkonfiguration, für Elevationswinkel um  $90^\circ$  und, bedingt durch die Elementdiagramme, für Elevationswinkel um  $0^\circ$  und  $180^\circ$  kleine Werte annehmen. Im Vergleich zur linearen Gruppe mit der gleichen Anzahl von Dipolen aus dem vorhergehenden Beispiel werden nur verhältnismäßig geringe Werte für die Empfindlichkeit erreicht. Dagegen steht jedoch der deutlich vergrößerte Winkelbereich für den die Winkelschätzung möglich ist.

Da bei den Kreisgruppen aus  $\rho$ - und  $\phi$ -gerichteten HERTZ'schen Dipolen sowohl  $\Theta$ - als auch  $\Phi$ -Komponenten eines einfallenden Wellenfeldes empfangen werden, ist die Betrachtung aller vier Richtungsempfindlichkeiten durchzuführen. Diese sind wieder vom Azimutwinkel  $\Phi$  unabhängig, sodass die Diskussion der Elevationsabhängigkeit von  $R_{\xi\rho}$  in Bild 3.6 für beide Anordnungen genügt. Danach ist in der Gruppenebene  $\Theta = 90^\circ$  sowohl mit  $\rho$ - als auch  $\phi$ -gerichteten Dipolen nur die Schätzung des Azimutwinkels  $\Phi$  für  $\Phi$ -polarisierte Wellenfelder möglich. Die dabei erreichte Empfindlichkeit  $R_{\Phi\Phi}$  ist bei der Gruppe aus  $\rho$ -gerichteten Elementen um den Faktor  $3 \hat{=} 4.8$  dB besser als bei der Gruppe aus  $\phi$ -gerichteten Elementen. Die Auswertung der gewichteten Kovarianzmatrix der Elementpositionen  $\mathbf{V}$  aus Gleichung 3.57 zeigt, dass die gewichtete Streuung der Elemente bei  $\rho$ -gerichteten Dipolen stärker ausfällt und dadurch eine größere Empfindlichkeit bedingt.

Im Winkelsegment senkrecht zur Gruppenebene um  $\Theta = 0^\circ$  oder  $\Theta = 180^\circ$  stellt sich für beide Polarisierungen und beide Gruppen die gleiche Richtungsempfindlichkeit  $R_{\Phi\rho} \approx 1.4$  dB ein. Zunächst ist natürlich festzustellen, dass der Winkel  $\Theta \approx 0^\circ$  bzw.  $\Theta \approx 180^\circ$  die Raumrichtung bereits eindeutig festlegt. Der  $\Phi$ -Richtung kommt in diesem Winkelsegment erst

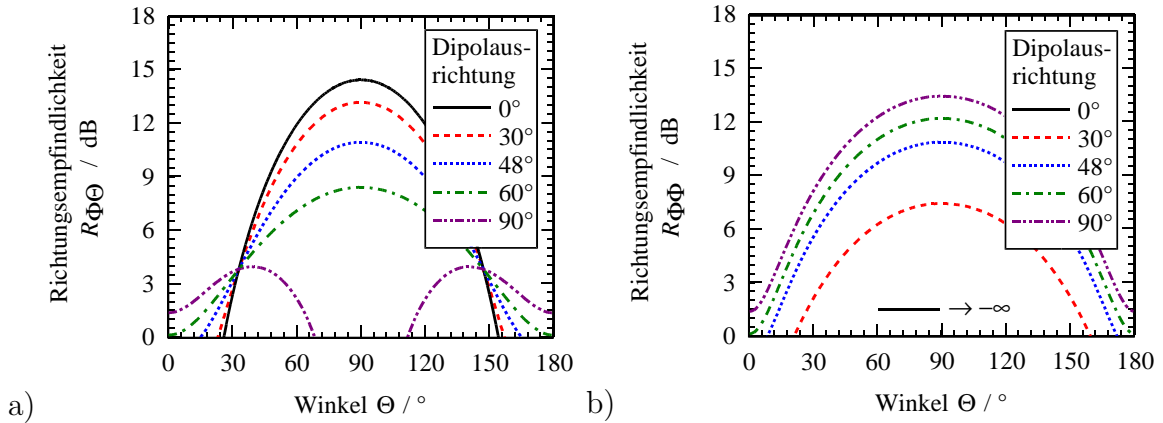


**Bild 3.6:** Richtungsempfindlichkeiten einer Kreisgruppe in der  $xy$ -Ebene aus  $N = 9$  a)  $\rho$ -gerichteten bzw. b)  $\phi$ -gerichteten HERTZ'schen Dipolen im Abstand  $d = 0.5\lambda$ .

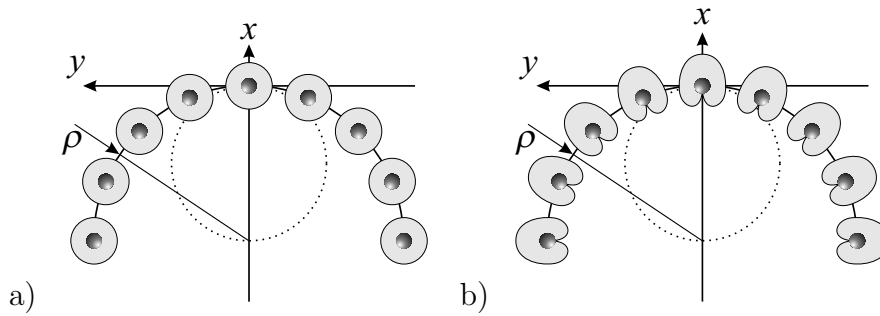
dann eine nennenswerte Bedeutung zu, wenn eine Aussage über Polarisation der Wellenfront gemacht werden kann. Diese ist durch die unterschiedliche Polarisation der Elemente und die dadurch verursachte unterschiedliche empfangene Signalstärke an den Elementen zu ermitteln, während die Anordnung der Elemente dabei kaum einen Einfluss zeigt. Daraus erklärt sich die geringe Empfindlichkeit hinsichtlich der Detektion der  $\Phi$ -Richtung einer einfallenden Welle aus diesem Winkelsegment. Bei Betrachtung der Gruppe aus  $\rho$ -gerichteten Elementen zeigt sich senkrecht zur Gruppenebene weiterhin, dass die Empfindlichkeit  $R_{\Theta\Theta}$  drei mal besser als  $R_{\Theta\Phi}$  ist. Die Ursache dafür ist, analog zu den Betrachtungen von  $R_{\Phi\Phi}$  in der Gruppenebene, in einer größeren gewichteten Streuung der Elementpositionen zu finden. Entsprechend umgekehrte Verhältnisse stellen sich demzufolge für die Kreisgruppe aus  $\phi$ -gerichteten Elementen ein.

Aus diesen Ergebnissen folgt unmittelbar, dass für eine polarisationsunabhängige Richtungsschätzung des Azimutwinkels  $\Phi$  in der Ebene  $\Theta = 90^\circ$  eine Kombination aus  $z$ - und  $\rho$ -gerichteten Dipolen zu verwenden ist. Eine entsprechende Parameterstudie zur Richtungsempfindlichkeit der beiden Vektorkomponenten mit einer Kreisgruppe aus verkippten Dipolen ist in Bild 3.7 gezeigt. Dabei stellt sich bei der Dipolausrichtung  $0^\circ$  der durch Gleichung 3.67 beschriebene Verlauf der Richtungsempfindlichkeit der Kreisgruppe aus  $z$ -gerichteten Dipolen ein. Die zweite Grenze ist für die Ausrichtung  $90^\circ$  durch die Empfindlichkeit einer Kreisgruppe aus  $\rho$ -gerichteten Dipolen gegeben. Bei Verwendung einer Kreisgruppe mit um etwa  $48^\circ$  von der Flächennormalen zur Gruppenebene verkippten Dipolen ist demnach die Richtungsempfindlichkeit für beide Polarisationen  $R_{\Phi\Theta} = R_{\Phi\Phi} = 10.9$  dB.

Der Abschluss der Fallbeispiele wird durch die Untersuchung der Eigenschaften von Antennengruppen in der Form eines Kreisbogens gebildet. Während die erste Gruppe, wie schematisch in Bild 3.8 a) gezeigt, aus  $N = 9$   $z$ -gerichteten HERTZ'schen Dipolen besteht, werden in der zweiten Gruppe sogenannte HUYGENS-Quellen verwendet. Diese liefern bei  $\rho$ -Ausrichtung gemäß der Beschreibung in Gleichung B.10 in der Ebene  $\Theta = 90^\circ$  nur einen Beitrag zur  $\Theta$ -Komponente. Wie schematisch in Bild 3.8 b) dargestellt, weisen sie den ma-



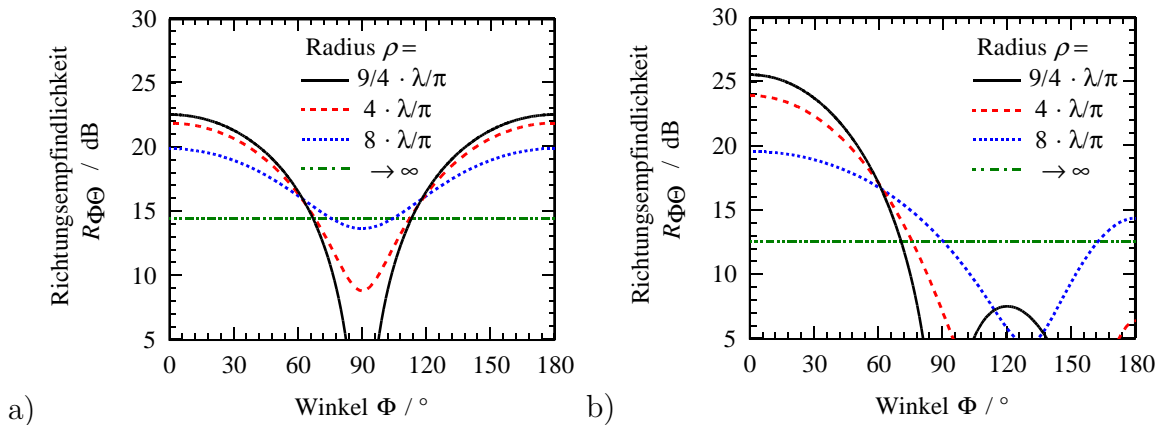
**Bild 3.7:** Richtungsempfindlichkeit bezüglich der a)  $\Theta$ -Komponente und b)  $\Phi$ -Komponente einer einfallenden Wellenfront für eine Kreisgruppe aus neun HERTZ'schen Dipolen mit unterschiedlicher Orientierung: Kippwinkel  $0^\circ$  entspricht  $z$ -gerichteten Dipolen,  $90^\circ$  entspricht  $\rho$ -gerichteten Dipolen.



**Bild 3.8:** Schematische Darstellung der Kreisbogengruppen aus  $N = 9$  a) HERTZ'schen Dipolen und b) HUYGENS-Quellen.

ximalen Elementgewinn in der  $\rho$ -Richtung auf, während in der entgegengesetzten Richtung eine Nullstelle im Elementdiagramm entsteht. Durch diese gerichtete Abstrahlung eignet sich die HUYGENS-Quellen beispielsweise für die Modellierung planarer oder konformer Mikrostreifenleitungsantennen [19]. Der in den Bildern 3.9 a) und b) verwendete Parameter zur Berechnung der Richtungsempfindlichkeit  $R_{\Phi\Theta}$  ist der Radius des Kreisbogens, auf dem sich die Elemente befinden. Dabei bleibt der Elementabstand  $d = \lambda/2$  fest, sodass die Elemente immer ein bestimmtes Winkelsegment des Kreises belegen. Die Simulationen sind für die Grenzwerte des Vollkreises und einer linearen Gruppe durchgeführt. Weiterhin sind die Ergebnisse für die Anordnung der Elemente in einem Halb- und einem Viertelkreis dargestellt.

Für die Anordnung der Elemente im Vollkreis ist mit den omnidirektionalen HERTZ'schen Dipolen eine um etwa 2 dB größere Empfindlichkeit als mit den gerichteten HUYGENS-Quellen erreichbar. Im Gegensatz dazu ist die Empfindlichkeit einer linearen Gruppe mit den HUYGENS-Quellen im Maximum um den Unterschied der Elementgewinne von 3 dB



**Bild 3.9:** Richtungsempfindlichkeit  $R_{\Phi\Theta}$  der betrachteten Kreisbogengruppen aus  $N = 9$  a) HERTZ'schen Dipolen und b) HUYGENS-Quellen mit festem Elementabstand  $d = \lambda/2$  und variablem Bogenradius: Kreisgruppe  $\rho = \frac{9}{4\pi}\lambda$ , Bögen mit  $\frac{4}{\pi}\lambda$  (Halbkreis) und  $\rho = \frac{8}{\pi}\lambda$  (Viertelkreis) sowie lineare Gruppe ( $\rho \rightarrow \infty$ ).

größer als bei den Dipolen. Im Übergangsbereich zeigen die Verläufe, beispielsweise für die Anordnung im Viertelkreis, innerhalb des Winkelbereichs  $\Phi = 0^\circ \dots 60^\circ$  ein ähnliches Verhalten. Je nach den gestellten Anforderungen an die Richtungsempfindlichkeit ist so durch die Auswahl geeigneter Gruppenelemente und deren Anordnung ein spezifiziertes Verhalten einzustellen.

Abschließend bleibt anzumerken, dass die in den beiden vorangegangenen Kapiteln vorgestellten Fallbeispiele zur Anwendung der Kenngrößen auf konkrete Antennengruppen selbstverständlich nur wenige allgemeingültige Aussagen zum Entwurf von Gruppenkonfigurationen ermöglichen. Sie demonstrieren jedoch die Möglichkeit zur quantitativen Erfassung der Eigenschaften von Antennengruppen für die Anwendung in Systemen mit Richtungsschätzungs- oder Diagrammformungsmöglichkeiten. Weiterhin unterstreicht der Vergleich des Sichtbereiches und der Richtungsempfindlichkeit elementarer Antennenkonfigurationen, wie beispielsweise der linearen Gruppe aus isotropen Kugelstrahlern, die Unterschiede und den Nutzen der separaten Betrachtung dieser beiden Kenngrößen. Diese Parameter können darüber hinaus die Grundlage für die systematische Auswahl geeigneter Antennenelemente sowie die Optimierung von Gruppenkonfigurationen hinsichtlich entsprechender Spezifikationen bilden.



# Kapitel 4

## Kalibrierung von Gruppenantennen

Ein wesentlicher Teil der Verfahren zur Diagrammformung und zur hochauflösenden Richtungsschätzung geht von der Verfügbarkeit fehlerfreier Sensorsignale aus. Bei der Verarbeitung von Messdaten treten jedoch Unterschiede zwischen der räumlichen Impulsantwort der realen Antennengruppe  $\tilde{\mathbf{h}}$  und der für die Signalverarbeitung als ideal angenommenen räumlichen Impulsantwort  $\mathbf{h}$  auf. Diese können beispielsweise zu einer nennenswerten Reduzierung der Leistungsfähigkeit der vorgestellten Verfahren zur hochauflösenden Richtungsschätzung führen [66]. Zur Kalibrierung von Antennengruppen, d.h. zur Kompensation dieser auftretenden Unterschiede bzw. Fehler, ist daher in der Regel eine geeignete Vorverarbeitung der gemessenen Sensorsignale notwendig.

Wenn davon auszugehen ist, dass nicht nur Verkopplungen zwischen den Antennenelementen zu Abweichungen zwischen gemessener und idealer räumlicher Impulsantwort führen, kann die Kalibrierung nur als Näherung aufgefasst werden. Ein anderes Beispiel für eine durchzuführende Näherung durch eine lineare Operation entsteht, wenn z.B. für die Anwendbarkeit des ESPRIT- oder des Root-MUSIC-Algorithmus, eine VANDERMONDE-Struktur<sup>1</sup> in der räumlichen Impulsantwort erforderlich ist. Liegt diese durch den Aufbau der Antennengruppe nicht vor, dann besteht die Möglichkeit einer Interpolation der tatsächlichen räumlichen Impulsantwort durch eine virtuelle räumliche Impulsantwort innerhalb eines zuvor festgelegten Winkelsegmentes.

Die zunächst unterschiedlich erscheinenden Aufgabenstellungen der Kalibrierung und der Interpolation führen auf vergleichbare Lösungsansätze. Zwar steht die Kalibrierung von Gruppenantennen im Zentrum dieses Kapitels, eine Abgrenzung zur Interpolation ist aber nicht sinnvoll. Vielmehr wird im letzten Abschnitt dieses Kapitels die vorteilhafte Anwendung eines Verfahrens für die Interpolation von Gruppenantennen zur Kalibrierung demonstriert. In den anschließenden Abschnitten erfolgt jedoch zunächst die Erläuterung der relevanten Fehlerquellen in realen Antennensystemen. Die Evaluation verschiedener Kalibrierverfahren wird dann anhand zweier konkreter Fallbeispiele durchgeführt.

---

<sup>1</sup>Die Erläuterung der VANDERMONDE-Struktur erfolgt in Abschnitt 2.1 am Beispiel einer linearen Antennengruppe.

## 4.1 Fehler in aktiven Antennengruppen

Die in einem aktiven Antennensystem auftretenden Fehlerquellen lassen sich im Wesentlichen der eigentlichen Strahlergruppe, dem Sende- bzw. Empfangssystem, und der D/A-Wandlung bzw. A/D-Wandlung zuordnen. Weiterhin ist eine Unterscheidung von linearen und nichtlinearen Fehlern, sowie dynamischen und statischen Fehlern sinnvoll.

In den Schaltungsteilen der Sende- bzw. Empfangspfade ist mit dem Auftreten von statischen und dynamischen Fehlern zu rechnen, die zu unterschiedlichen Amplituden- und Phasengängen der Signalzweige führen. Die Ursache für zeitvariante Fehlerterme sind beispielsweise in einer veränderlichen Systemtemperatur oder in der Alterung der verwendeten Bauelemente zu finden. Durch Toleranzen bei den verwendeten Komponenten in den Schaltungsteilen zwischen den Speisepunkten der Strahler und der A/D- oder D/A-Wandlung entstehen darüberhinaus statische Abweichungen vom idealen Systemverhalten. In beiden Fällen sind diese Fehler vollständig durch  $N$  komplexe Koeffizienten zu berücksichtigen, die in der Hauptdiagonalen der  $N \times N$  Diagonalmatrix  $\mathbf{V}$  zusammengestellt sind. Der am Empfänger detektierte Signalvektor folgt damit aus den Signalen  $\mathbf{x}'(t)$  an den Anschlusspunkten der Antenne und diesen Fehlerkoeffizienten zu

$$\tilde{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{V}\mathbf{x}'(t). \quad (4.1)$$

Eine der dominierenden statischen Fehlerquellen ist die Strahlergruppe selbst, sowie deren Umgebung. Durch die im Allgemeinen innerhalb einer Antennengruppe sehr dicht angeordneten Einzelelemente kommt es zur gegenseitigen elektromagnetischen Beeinflussung. Darum zeigen die Elemente innerhalb der Gruppe Eigenschaften, die nicht mehr mit denen eines einzelnen Strahlers übereinstimmen. Die zunächst im Systemmodell durch Gleichung 2.19 angenommene ungestörte Superposition der Elementbeiträge beschreibt die reale Gruppe demnach nicht exakt. Zudem kann das Verhalten der Antenne durch mechanisch benötigte Komponenten in der Umgebung der Strahlerelemente nachteilig beeinflusst werden. Die lineare Modellierung dieser unerwünschten elektromagnetischen Kopplungseffekte erfolgt durch die Einführung der vollbesetzten Koppelmatrix  $\mathbf{K}$ , welche mit Gleichung 4.1 den Zusammenhang zwischen dem am Empfänger detektierten Signalvektor  $\tilde{\mathbf{x}}$  und dem fehlerfreien Signalvektor  $\mathbf{x}$  nach Gleichung 2.28 herstellt:

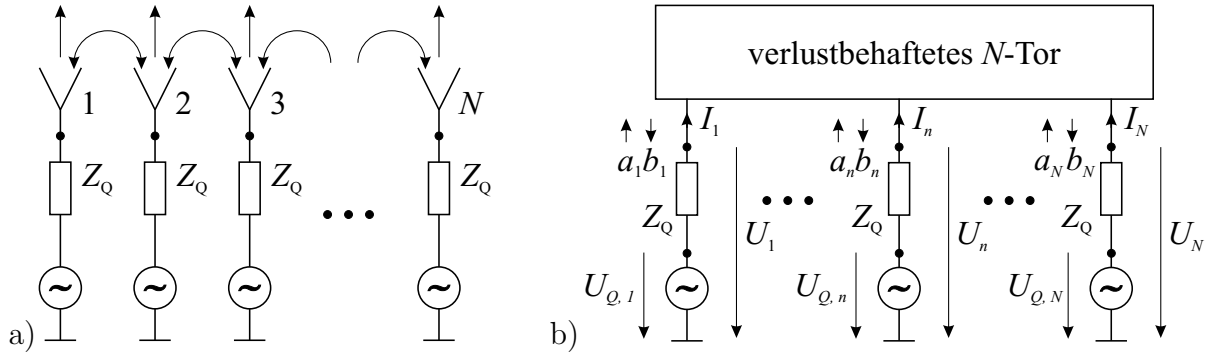
$$\tilde{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{V}\mathbf{K}\mathbf{x}(t). \quad (4.2)$$

Das Verhalten eines Strahlers innerhalb einer Gruppe unter Berücksichtigung der Verkopplung, der Aufbau der Koppelmatrix sowie deren Verbindung zur Streumatrix einer Antennengruppe wird im folgenden Abschnitt dargestellt.

### 4.1.1 Aktives Gruppenelement

Die Mechanismen, die zur Verkopplung von Antennen führen, sind vielfältig. Die grundlegendste Form der gegenseitigen Beeinflussung ist die direkte Strahlungsverkopplung. Dabei





**Bild 4.1:** Verkopplung von Antennenelementen innerhalb einer Gruppe: a) Blockdiagramm einer Gruppe und b) schematische Darstellung durch ein verlustbehaftetes  $N$ -Tor.

wird die von einem Element abgestrahlte Welle direkt von einem anderen Element empfangen. Abhängig von der verwendeten Aufbautechnik können dazu, neben der Freiraumwelle, im Falle gedruckter Antennen, z.B. in Mikrostreifenleitungstechnik, auch Oberflächenwellen in Substraten beitragen [67]. Wird ein Antennenelement eingebettet innerhalb einer Gruppe betrieben, ändert sich durch diese Kopplungsmechanismen sowohl das Richtdiagramm als auch der Impedanzverlauf. Zur Erfassung dieser Effekte ist es daher zweckmäßig, die Eigenschaften des aktiven Gruppenelementes, also die charakteristischen Größen aktives Richtdiagramm und aktiver Reflexionsfaktor [68, 69], näher zu betrachten.

Zur Modellierung eines Systems von  $N$  verkoppelten Strahlern wird dieses, wie schematisch in Bild 4.1 gezeigt, durch ein  $N$ -Tor ersetzt, in dem die Abstrahlung der Antennenelemente als Verlustmechanismus berücksichtigt ist. Die Eigenschaften dieses  $N$ -Tors sind dann vollständig durch eine entsprechende  $N \times N$ -Mehrtormatrix zu beschreiben. In der Regel kommen dazu die Impedanzparameter  $\mathbf{Z}$  oder die Streuparameter  $\mathbf{S}$  zum Einsatz.

Um die Eigenschaften des aktiven Elementes zu untersuchen, sind zunächst an allen Toren Quellen mit der Quellimpedanz  $Z_Q$  anzuschließen. Diese erzeugen eine gewünschte Anregungsfunktion und somit ein entsprechendes Richtdiagramm. Zur Bestimmung des aktiven Elementendiagramms wird dann das zu untersuchende Element mit einer Quelle verbunden, während alle anderen Tore angepasst mit der Lastimpedanz  $Z_0$  abgeschlossen werden. Zweckmäßigerweise wird dazu mit den Streuparametern gearbeitet, da hier bestimmte Teile der einlaufenden und auslaufenden Wellen  $a_n$  und  $b_n$  zu Null gesetzt werden dürfen. Die abgestrahlten Felder am  $n$ -ten Element sind proportional zur Spannung  $U_n$  oder zum Strom  $I_n$ , welche durch die Zusammenhänge

$$U_n = (a_n + b_n) \cdot \sqrt{Z_0}, \quad I_n = \frac{a_n - b_n}{\sqrt{Z_0}} \quad (4.3)$$

fest mit den Wellengrößen  $a_n$  und  $b_n$  des Tores  $n$  verknüpft sind [70]. Dabei ist  $Z_0$  die Bezugsimpedanz, die in der Regel mit der Quellimpedanz  $Z_Q$  übereinstimmt.

Zur Bestimmung des aktiven Elementendiagramms  $\vec{g}_n^{akt}(\Omega)$  wird nun davon ausgegangen, dass am Tor  $n$  eine Quelle mit der Impedanz  $Z_0$  und der Leerlaufspannung  $U_{Q,n} = U_0 \cdot w_n^*$

ein Signal einspeist, während alle anderen Tore mit  $Z_0$  abgeschlossen sind. Der Koeffizient  $w_n^*$  bezeichnet darin wieder allgemein die vorgesehene Gewichtung des  $n$ -ten Strahlers. Weiterhin sei die Streumatrix  $\mathbf{S}$  aus Messungen oder Berechnungen bekannt. Durch den reflexionsfreien Abschluss aller Tore, verschwinden die einlaufenden Wellen, bis auf die am jeweils betrachteten Tor:  $a_\mu = 0$  für  $\mu \neq n$ . Für die auslaufenden Wellen gilt daher an allen Toren

$$b_\nu = \sum_{\mu=1}^N S_{\nu\mu} a_\mu = S_{\nu n} a_n \quad (4.4)$$

Unter der Berücksichtigung von  $a_n = U_{Q,n}/(2\sqrt{Z_0})$  für die Amplitude der hinlaufenden Welle folgt der Strom am Tor  $n$  zu

$$I_n = \frac{a_n}{\sqrt{Z_0}}(1 - S_{nn}) = \frac{U_{Q,n}}{2Z_0}(1 - S_{nn}). \quad (4.5)$$

für  $\nu = n$

Die Anregung des  $n$ -ten Tores verursacht jedoch auch Ströme an den Toren der übrigen Gruppenelemente:

$$I_\nu = \frac{-b_\nu}{\sqrt{Z_0}} = \frac{-S_{\nu n} a_n}{\sqrt{Z_0}} = -\frac{U_{Q,n}}{2Z_0} \cdot S_{\nu n} \quad (4.6)$$

für  $\nu \neq n$

Auf diese Weise ist den anregenden Spannungen  $U_{Q,n}$  eine Strombelegung  $I_\nu$  für alle  $N$  Elemente der Gruppe zuzuordnen. Der Beitrag jedes Gruppenelementes zum gesamten abgestrahlten Feld sei nun proportional zum zugehörigen Strom, sodass in diesem Szenario nicht nur das angeschlossene Element, sondern auch die übrigen Gruppenelemente einen Feldbeitrag liefern. Nach Gleichung 2.6 resultiert deren Überlagerung in dem abgestrahlten elektrischen Feldvektor

$$\vec{E}_n = \frac{e^{-jk|\mathbf{r}|}}{|\mathbf{r}|} \cdot Z \cdot \sum_{\nu=1}^N I_\nu \vec{g}_\nu^{iso}(\Omega) e^{jk\mathbf{r}_\nu^T \hat{\mathbf{u}}_{\mathbf{r}}}, \quad (4.7)$$

wobei  $\vec{g}_\nu^{iso}$  das Elementdiagramm des isolierten  $\nu$ -ten Elementes bezeichnet. Die Verwendung der Gleichungen 4.5 und 4.6 führt mit der Abkürzung

$$E_0 = \frac{e^{-jk|\mathbf{r}|}}{\mathbf{r}} \cdot \frac{U_0}{2} \cdot \frac{Z}{Z_0} \quad (4.8)$$

zu der von den Streuparametern abhängigen Schreibweise

$$\vec{E}_n(\Omega) = E_0 \cdot w_n^* \cdot \left( \vec{g}_n^{iso}(\Omega) - \sum_{\nu=1}^N S_{\nu n} \vec{g}_\nu^{iso}(\Omega) e^{jk(\mathbf{r}_\nu - \mathbf{r}_n)^T \hat{\mathbf{u}}_{\mathbf{r}}} \right) e^{jk\mathbf{r}_n^T \hat{\mathbf{u}}_{\mathbf{r}}}, \quad (4.9)$$

$$= E_0 \cdot w_n^* \cdot \vec{g}_n^{akt}(\Omega) \cdot e^{jk\mathbf{r}_n^T \hat{\mathbf{u}}_{\mathbf{r}}}. \quad (4.10)$$

Daraus ist der Zusammenhang zwischen dem aktiven Richtdiagramm des eingebetteten Elementes und den Diagrammen der isolierten Elemente sowie der Streuparameter zu entnehmen:

$$\vec{g}_n^{akt}(\Omega) = \vec{g}_n^{iso}(\Omega) - \sum_{\nu=1}^N S_{\nu n} \vec{g}_\nu^{iso}(\Omega) e^{jk(\mathbf{r}_\nu - \mathbf{r}_n)^T \hat{\mathbf{u}}_r}. \quad (4.11)$$

Weiterhin folgt für die Elemente der aktiven räumlichen Impulsantwort  $\vec{\tilde{\mathbf{h}}}$  analog zur Gleichung 2.10 der Ausdruck

$$\vec{h}_n^{akt}(\Omega) = \vec{g}_n^{akt}(\Omega) \cdot e^{jk\mathbf{r}_n^T \hat{\mathbf{u}}_r} = \vec{h}_n^{iso}(\Omega) - \sum_{\nu=1}^N S_{\nu n} \vec{h}_\nu^{iso}(\Omega). \quad (4.12)$$

In der kompakten Vektordarstellung ist somit eine geschlossene Formulierung für die Verknüpfung zwischen der aktiven und der idealen räumlichen Impulsantwort über die Streumatrix gegeben:

$$\vec{\tilde{\mathbf{h}}} = \vec{\tilde{\mathbf{h}}} - \mathbf{S}\vec{\tilde{\mathbf{h}}} = (\mathbf{I} - \mathbf{S}) \cdot \vec{\tilde{\mathbf{h}}}. \quad (4.13)$$

Dabei ist jedoch zu bedenken, dass diese nur die direkte Strahlerverkopplung berücksichtigt. Andere Störungen durch Kopplungen mit Objekten in der direkten Umgebung des Antennensystems können in dieser Lösung nicht enthalten sein.

Der zweite wichtige Parameter zur Beschreibung des Verhaltens aktiver Gruppenelemente ist der aktive Reflexionsfaktor bzw. die aktive Eingangsimpedanz  $Z_n^{akt}$  des Gruppenelementes, welche von der Impedanz des Elementes im freien Raum unterschiedlich ist. Dieser Umstand führt dazu, dass die für die Abstrahlung maßgeblichen Ströme  $I_n$  nicht im selben Amplituden- und Phasenverhältnis wie die angelegten Spannungen  $U_{Q,n}$  stehen werden [71].

Dabei sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass der in der Literatur häufig anzutreffende Begriff der aktiven Eingangsimpedanz nicht ganz korrekt ist. Die in [32] gewählte Bezeichnung der „Scan Impedance“, also der vom angestrebten Schwenkwinkel und der entsprechenden Anregungsfunktion abhängigen Eingangsimpedanz, beschreibt den Effekt eigentlich besser. Da in diesem Zusammenhang jedoch auch von aktiven Elementen und aktiven Richtdiagrammen gesprochen wird, soll diese Formulierung auch für die Eingangsimpedanz der eingebetteten Gruppenelemente verwendet werden.

Werden zunächst ohne weitere Beachtung der Elementverkopplung die Gewichtungskoeffizienten der Gruppenelemente für ein Richtdiagramm mit der Hauptstrahlrichtung  $\Omega_0$  bestimmt, so sind diese unter der Annahme einer kophasalen Anregung

$$w_n = \alpha \cdot e^{jk\mathbf{r}_n^T \hat{\mathbf{u}}_0}, \quad (4.14)$$

wobei  $\alpha$  eine unbestimmte Konstante ist und der Einheitsvektor  $\hat{\mathbf{u}}_0$  in die gewünschte Hauptstrahlrichtung  $\Omega_0$  zeigt. Die Überlagerung aller  $N$  Feldbeiträge aus Gleichung 4.10

erfolgt dann für diese Raumrichtung gleichphasig und sollte daher das Maximum des Richtdiagrammes erzeugen. Daraus folgt unmittelbar, dass die in das Antennensystem einlaufenden Wellen

$$a_n = \frac{U_{Q,n}}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{U_0 \cdot w_n^*}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{U_0}{2\sqrt{Z_0}} \cdot \alpha^* \cdot e^{-jk\mathbf{r}_n^T \hat{\mathbf{u}}_0} \quad (4.15)$$

sind. Die durch diese Anregung am Tor  $n$  auslaufende Welle ist durch die Streuparameter gegeben:

$$b_n = \sum_{\nu=1}^N S_{n\nu} a_\nu = \frac{U_0}{2\sqrt{Z_0}} \sum_{\nu=1}^N S_{n\nu} \cdot w_\nu^* \quad (4.16)$$

Daraus folgt unmittelbar, dass am  $n$ -ten Tor ein von der Gewichtung  $\mathbf{w}$  bzw. der Hauptstrahlrichtung  $\Omega_0$  abhängiger Reflexionsfaktor, sowie eine dem zuzuordnende Impedanz entsteht:

$$\Gamma_n(\Omega_0) = \frac{b_n}{a_n} = \sum_{\nu=1}^N S_{n\nu} e^{jk(\mathbf{r}_n - \mathbf{r}_\nu)^T \hat{\mathbf{u}}_0}, \quad (4.17)$$

$$Z_n^{akt}(\Omega_0) = Z_0 \frac{1 + \Gamma_n}{1 - \Gamma_n}. \quad (4.18)$$

Durch die auftretende Verkopplung, welche als  $S_{\nu\mu} \neq 0$  für  $\nu \neq \mu$  erfasst ist, entsteht demnach ein von der Anregung abhängiger aktiver Reflexionsfaktor und dementsprechend auch eine aktive Eingangsimpedanz. Es liegt somit ein unerwünschtes winkelabhängiges Verhalten der Strahler vor, da abhängig von der Anregungsfunktion Leistung an den Toren des Systems reflektiert wird. Dies kann bei sehr starker Verkopplung sogar dazu führen, dass bei Einstellung bestimmter Schwenkrichtungen gar keine Leistung mehr abgestrahlt wird und die Gruppe in dieser Richtung „blind“ ist [72].

Für den abschließenden Übergang zu großen regelmäßigen Antennengruppen aus identischen Elementen, in denen Randeffekte nur eine untergeordnete Rolle spielen sollen, ist ein Zusammenhang zwischen dem aktiven Reflexionsfaktor und dem Richtdiagramm herstellbar. Durch Symmetrien innerhalb der Streumatrix einer großen Antennengruppe ist aufgrund der Näherungen  $S_{n\nu} \approx S_{\nu n}$  und  $S_{\nu n-x} \approx S_{\nu n+x}$  eine Umformung der Gleichung 4.17 für den aktiven Reflexionsfaktor möglich [68]:

$$\Gamma_n(\Omega_0) \rightarrow \sum_{\nu=1}^N S_{\nu n} e^{jk(\mathbf{r}_\nu - \mathbf{r}_n)^T \hat{\mathbf{u}}_0}. \quad (4.19)$$

Unter der Annahme identischer Gruppenelemente folgt dann für das aktive Elementdiagramm

$$\vec{g}_n^{akt}(\Omega) = \vec{g}^{iso}(\Omega) \left( 1 - \sum_{\nu=1}^N S_{\nu n} e^{jk(\mathbf{r}_\nu - \mathbf{r}_n)^T \hat{\mathbf{u}}_r} \right) = \vec{g}^{iso}(\Omega) (1 - \Gamma_n(\Omega)). \quad (4.20)$$

Damit entsteht für diesen Spezialfall ein Zusammenhang zwischen dem aktiven Reflexionsfaktor und dem aktiven Elementdiagramm einer Antennengruppe. Dieses Ergebnis ist

durchaus von praktischem Nutzen, da es bei großen Antennengruppen eine gute Abschätzung für das Verhalten der eingebetteten Elemente ermöglicht. Der bereits angesprochene Fall von „blinden“ Schwenkrichtungen lässt sich ebenfalls nachvollziehen: Kommt es bei einer bestimmten Anregung der Elemente zu einem aktiven Reflexionsfaktor von  $\Gamma_n(\Omega) = 1$ , werden die aktiven Elementendiagramme in dieser Richtung zu Null.

Die Umformung der Schreibweise für die aktive räumliche Impulsantwort eines Gruppenelementes aus Gleichung 4.12 führt auf die Summe

$$\vec{h}_n^{akt}(\Omega) = \sum_{\nu=1}^N k_{n\nu} \vec{h}_\nu^{iso}(\Omega), \quad (4.21)$$

worin die Faktoren  $k_{n\nu}$  die Elemente der Koppelmatrix  $\mathbf{K}$  sind. Im Anschluss an die Gleichung 4.13 folgt dementsprechend die Vektordarstellung

$$\vec{\tilde{h}} = \mathbf{K} \cdot \vec{h}, \quad (4.22)$$

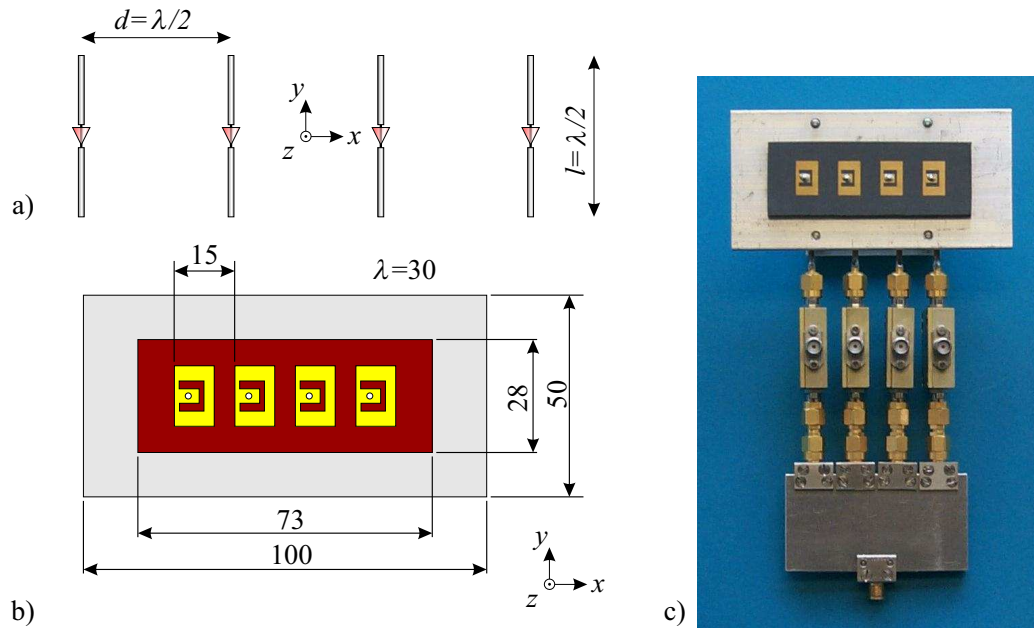
$$\mathbf{K} = \mathbf{I} - \mathbf{S}. \quad (4.23)$$

Damit ist der Zusammenhang zwischen der Koppelmatrix  $\mathbf{K}$  aus Gleichung 4.2 und den Streuparametern der Antenne in der Matrix  $\mathbf{S}$  hergestellt. Werden die Unterschiede zwischen gemessener und tatsächlicher räumlicher Impulsantwort einer Gruppe durch Verkopplungseffekte dominiert, ist das Modell der linearen Beeinflussung der Sensorsignale durch die Verkopplung der Antennenelemente richtig. Daher ist davon auszugehen, dass eine Korrektur mit sehr geringem Restfehler möglich sein wird.

### 4.1.2 Beispiele fehlerbehafteter Antennengruppen

Die Auswirkung typischer statischer Fehler wird in diesem Abschnitt anhand zweier Beispiele konkretisiert. Die Veränderung des Strahlungsverhaltens ausschließlich durch die elektromagnetische Verkopplung wird mit Simulationsergebnissen für die aktiven Elementendiagramme der linearen Dipolgruppe aus Bild 4.2 a) demonstriert. Diese besteht aus vier  $\lambda/2$ -Dipolen, die parallel zur  $y$ -Achse ausgerichtet und im Abstand  $d = \lambda/2$  entlang der  $x$ -Achse angeordnet sind. Für die Simulation wird der Radius der Dipole sehr klein zur Wellenlänge gewählt und der spezifische Widerstand des Dipolmaterials zu Null gesetzt, sodass keine metallischen Verluste auftreten. Da störende Randeffekte in der Simulation weitestgehend ausgeschlossen sind und das Strahlungsverhalten der Gruppe nicht durch Objekte in der Umgebung gestört wird, ist davon auszugehen, dass Abweichungen zwischen dem Verhalten des einzelnen Dipols und dem des aktiven Dipols nur durch die Verkopplung der Elemente verursacht werden. Die Betrachtungen beschränken sich dabei auf die lineare Polarisation der Dipole.

Das zweite hier vorgestellte Beispiel einer fehlerbehafteten Antennengruppe ist die in den Bildern 4.2 b) und 4.2 c) skizzierte und abgebildete lineare Gruppe aus vier  $x$ -polarisierten,

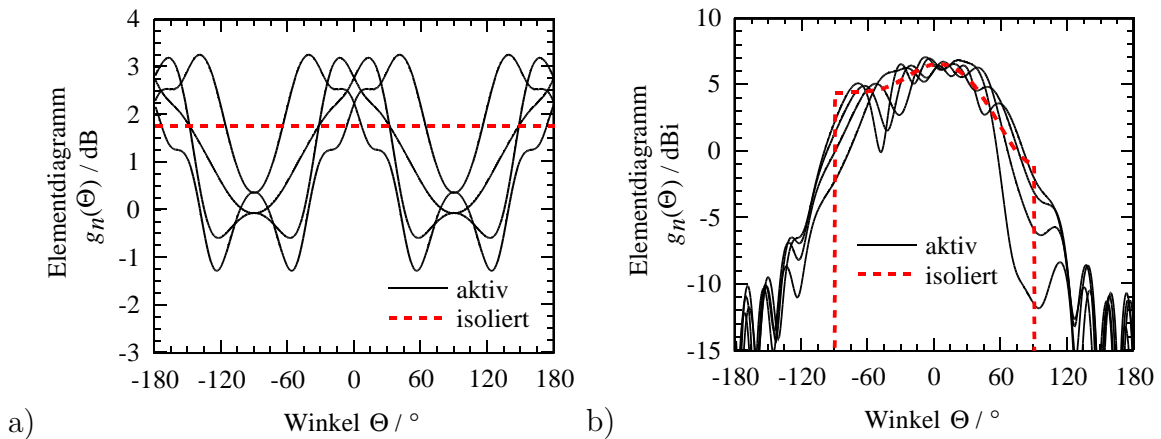


**Bild 4.2:** Beispiele linearer Antennengruppen: a) Skizze des Simulationsmodells einer Dipolgruppe, b) bemaßte Skizze einer Gruppe aus vier  $x$ -polarisierten Mikrostreifenleitungsantennen und c) Foto der realisierten Mikrostreifenleitungsantenne mit Leistungsteiler für die Lokaloszillatorverteilung und je einem Mischer pro Signalzweig.

U-geschlitzten Mikrostreifenleitungsantennen. Die Gruppenelemente sind bei der Mittenfrequenz der Antenne von 10 GHz ebenfalls im Abstand  $\lambda/2 = 15$  mm entlang der  $x$ -Achse angeordnet.

Die Besonderheit dieser Variante einer Mikrostreifenleitungsantenne liegt in der verhältnismäßig großen Bandbreite von etwa 10%, die mit diesem Strahlertyp erreichbar ist. Dies ist in der Mikrostreifenleitungstechnik nur durch die Verwendung eines dicken Substrates mit einer niedrigen Dielektrizitätszahl möglich. Für die betrachtete Antenne wurde dazu ein Substrat vom Typ RT/duroid 5880 [73] mit einer relativen Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r = 2.2$  mit einer Dicke von 3.2 mm ausgewählt. Die direkte koaxiale Speisung von Mikrostreifenleitungsantennen auf dicken Substraten führt jedoch zu sehr großen Induktivitäten im Speisepunkt, wodurch die Anpassung problematisch wird. Das Einbringen des U-förmigen Schlitzes wirkt kapazitiv und trägt somit zur Kompensation der so entstehenden Induktivität bei. Weitere Details zum Entwurf der Strahlerelemente und der Gruppe sind in [SD4], [74] und [146] dargestellt.

Das Bild 4.3 zeigt die Simulationsergebnisse der entstehenden aktiven Richtdiagramme in der Ebene  $\Phi = 0^\circ$  für beide Antennengruppen. Zudem ist in beiden Fällen auch die Charakteristik der jeweils isolierten Elemente gezeigt. Die Daten der isolierten Mikrostreifenleitungsantenne sind dabei unter der Annahme einer idealen unendlich ausgedehnten Massefläche gezeigt und daher nur im Winkelbereich  $\pm 90^\circ$  anzugeben. Für die Dipolgruppe zeigen sich Abweichungen zwischen dem idealen, omnidirektionalen Verhalten des



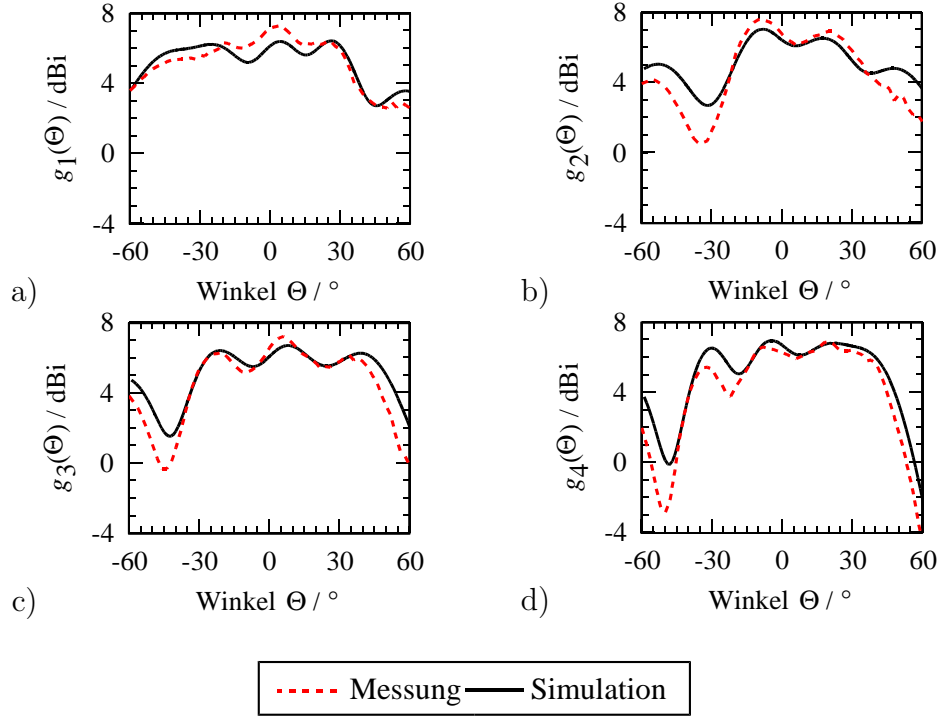
**Bild 4.3:** Simulationsergebnisse der aktiven und isolierten Elementdiagramme in der Ebene  $\Phi = 0^\circ$  a) der Dipolgruppe und b) der U-geschlitzten Mikrostreifenleitungsantenne.

isolierten Dipols und den Diagrammen der Gruppenelemente. Dabei treten Einbrüche von bis zu 3 dB und Überhöhungen von bis zu 1.5 dB auf. Noch deutlicher wird der Unterschied zwischen dem Verhalten des isolierten und des eingebetteten Elementes im Fall der Mikrostreifenleitungsantennen. Bedingt durch den Aufbau zeigt sich bereits für den Fall des einzelnen Elementes eine unsymmetrische Charakteristik. Durch den Einfluss der Verkopplung und der in der Realität nur endlich großen Massefläche kommt es bei den Diagrammen der in die Gruppe eingebetteten Elemente zu deutlichen Abweichungen von diesem Verlauf. Auch zwischen den Einzelelementen ist dabei keine Symmetrie mehr festzustellen.

Zur Charakterisierung der aktiven Elementdiagramme der realisierten Mikrostreifenleitungsantenne wird der in Anhang A beschriebene Mehrkanal-Empfänger verwendet, welcher die Aufzeichnung komplexwertiger Richtdiagramme ermöglicht. Die so erhaltenen Messergebnisse der aktiven Elementdiagramme aus dem Winkelbereich  $\pm 60^\circ$  sind für die vier Gruppenelemente zusammen mit den entsprechenden Simulationsergebnissen in Bild 4.4 gezeigt. Der Vergleich der gemessenen Diagramme mit den simulierten Daten zeigt dabei eine sehr gute Übereinstimmung.

Diese Zusammenstellung der Eigenschaften beider Beispielantennen deutet bereits die auftretenden Unterschiede zwischen den modellhaft angenommenen und den tatsächlich vorhandenen Eigenschaften einer Antennengruppe an. Die Simulations- und Messdaten der beiden Gruppen werden die Datenbasis für die Bewertung der in diesem Kapitel vorgestellten Verfahren zur Kalibrierung von Gruppenantennen bilden.





**Bild 4.4:** Simulations- und Messergebnisse der aktiven Elementdiagramme der vier U-geschlitzten Mikrostreifenleitungsantennen in der Ebene  $\Phi = 0^\circ$ .

### 4.1.3 Fehlerkorrektur

Die Verfahren zur Fehlerkorrektur unterscheiden sich zunächst durch die Häufigkeit ihrer Durchführung. Zur Kompensation von statischen Fehlern spielt die einmalige, vor der Inbetriebnahme des Systems durchzuführende oder in großen Zeitabständen wiederkehrende Kalibrierung des Gesamtsystems eine wichtige Rolle. Dagegen sind zur Korrektur von dynamischen Fehlern häufige oder sogar kontinuierliche Überwachungen einzelner Schaltungsgruppen oder vollständiger Systempfade notwendig.

Die Gewinnung der zur Fehlerkorrektur benötigten Daten unterscheidet sich je nach Vorgehen und Art der zu kompensierenden Fehler. Die Grundlage der Kalibrierung des Gesamtsystems ist üblicherweise die Auswertung externer Signalquellen. Dabei werden ein oder mehrere Sender bzw. Empfänger im Nah- oder Fernfeld innerhalb des Sichtbereiches der Antennengruppe betrieben. Die zugehörigen Messungen werden vorzugsweise mit der Antenne und ggf. mit durch den Aufbau unvermeidlichen und daher zu berücksichtigenden Streukörpern unter definierten Randbedingungen, z.B. in einer reflexionsarmen Antennenmesskammer, durchgeführt. Die so erhaltenen Referenzmessungen mit externen Signalquellen oder Empfängern in  $O$  verschiedenen Positionen werden auf die entsprechenden fehlerfreien Signale abgebildet, um eine möglichst gute Schätzung der geeigneten Korrektur- oder Kalibriermatrix

$$\mathbf{C} = (\mathbf{V} \cdot \mathbf{K})^{-1}. \quad (4.24)$$



zu erhalten. Diese Form der Kalibrierung umfasst also die gesamten Kopplungseffekte in der Matrix  $\mathbf{K}$  sowie alle Sende- bzw. Empfangszweige des verwendeten Antennensystems, mit den auftretenden Amplituden- und Phasenfehlern in der Diagonalmatrix  $\mathbf{V}$ . Die Berechnung des korrigierten Signalvektors  $\tilde{\mathbf{x}}$ , bei dem es sich genau genommen um einen Schätzwert handelt, aus dem fehlerhaften Signalvektor nach Gleichung 4.2 erfolgt bei nun bekannter Kalibriermatrix durch

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{C} \cdot \check{\mathbf{x}}. \quad (4.25)$$

Dieses Vorgehen stellt keine besonderen Anforderungen an den Aufbau des Antennensystems und ist vor der eigentlichen Betriebsphase möglich. Die Durchführung der Referenzmessungen ist in der Regel jedoch sehr aufwendig und daher ist diese Methode der Datengewinnung während des regulären Betriebs des Antennensystems häufig nicht mehr anwendbar. Durch den statischen Charakter der Kopplungsfehler ist dies in vielen Fällen aber auch nicht mehr nötig.

Die Korrektur dynamischer Fehler, beispielsweise bedingt durch Temperaturdrift einzelner Komponenten, muss während des Betriebes durch einen entsprechenden Schaltungsteil erfolgen. Bei der Auswertung systeminterner Quellen wird dazu ein Netzwerk in das Antennensystem integriert, um Testsignale in alle Sende- bzw. Empfangspfade des Systems einzuspeisen. Beispiele für die Realisierung solcher Systeme sind in [67, 75, 76] gegeben. Diese Verfahren zur Kalibrierung bieten die Möglichkeit der permanenten Fehlerkorrektur. Durch den erweiterten Umfang der Schaltung erhöhen sie aber auch wesentlich die Komplexität des Antennensystems. Bei bidirektional betriebenen Systemen liegen häufig paarweise Sende- und Empfangszweige vor, die für die Kalibrierung genutzt werden können. Dies erfolgt dann über die geeignete Verschaltung der Zweige möglichst dicht an den Strahlerelementen oder unter Verwendung und Berücksichtigung der Verkopplung der Strahlerelemente in der Gruppe [77].

Der Einsatz dieser zusätzlichen Schaltungsteile liefert Informationen über die auftretenden Amplituden- und Phasenfehler innerhalb der Signalfade. Diese werden zur Bestimmung der aktuellen Fehlerkoeffizienten in der Diagonalmatrix  $\mathbf{V}$  und damit zur Berechnung einer aktuellen Kalibriermatrix  $\mathbf{C}$  genutzt. Die Bestimmung der Koppelmatrix  $\mathbf{K}$  und somit die Kompensation aller Kopplungsfehler ist mit diesen Verfahren jedoch nicht möglich.

Nach der Bestimmung einer Kalibriermatrix  $\mathbf{C}$  ist aus den vorgenommenen Referenzmessungen in den Vektoren  $\check{\mathbf{h}}(\Omega_o)$ , mit  $o = 1 \dots O$ , die kalibrierte räumliche Impulsantwort der Gruppe anzugeben:

$$\tilde{\mathbf{h}}(\Omega) = \mathbf{C} \cdot \check{\mathbf{h}}(\Omega). \quad (4.26)$$

Zur Bewertung der Güte der Kalibrierung sind daraus zwei Fehlerdefinitionen abzuleiten. Liegt der Schwerpunkt auf einer guten Abbildung der Mannigfaltigkeit, dann ist das Betragsquadrat der Abweichung von kalibrierter und fehlerfreier räumlicher Impulsantwort

aussagekräftig:

$$\boldsymbol{\delta} = \mathbf{h}(\Omega) - \mathbf{C} \cdot \tilde{\mathbf{h}}(\Omega), \quad (4.27)$$

$$\delta = \sqrt{\boldsymbol{\delta}^H \boldsymbol{\delta}} = |\boldsymbol{\delta}|. \quad (4.28)$$

Der entsprechende relative Fehler ist, bezogen auf die fehlerfreie räumliche Impulsantwort der Gruppe, gegeben durch:

$$\delta_{rel} = \frac{|\boldsymbol{\delta}|}{|\mathbf{h}|}. \quad (4.29)$$

Steht in einer Anwendung die Richtungsschätzung im Vordergrund, dann ist die Definition des Richtungsschätzfehlers als alternatives Gütekriterium für eine Kalibrierung sinnvoll. In Anlehnung an den MUSIC-Algorithmus ist, unter der Annahme einer beliebigen Antennenkonfiguration, für alle betrachteten Raumrichtungen  $\Omega = \{\Theta(\xi), \Phi(\xi)\}$  der Schätzwert der Richtungsvariablen  $\xi$  aus dem Minimum

$$\min_{\tilde{\xi}} \left\{ \mathbf{h}(\tilde{\xi})^H \left( \mathbf{I} - \frac{\tilde{\mathbf{h}} \tilde{\mathbf{h}}^H}{\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{h}}} \right) \mathbf{h}(\tilde{\xi}) \right\} \quad (4.30)$$

zu bestimmen. Aus der Differenz von geschätzter und tatsächlicher Raumrichtung wird der Schätzfehler

$$\Delta\Omega = \Omega(\tilde{\xi}) - \Omega(\xi) = \tilde{\Omega} - \Omega \quad (4.31)$$

berechnet.

Für Gruppenkonfigurationen, deren räumliche Impulsantwort eine VANDERMONDE-Struktur aufweist, ist die Bestimmung des Richtungsschätzwertes geschlossen zu formulieren. Analog zum ESPRIT-Algorithmus werden mit den Selektionsmatrizen aus Gleichung 2.54 und Gleichung 2.54 aus der kalibrierten räumlichen Impulsantwort die Vektoren

$$\tilde{\mathbf{h}}_1 = \mathbf{S}_1 \tilde{\mathbf{h}} \quad \tilde{\mathbf{h}}_2 = \mathbf{S}_2 \tilde{\mathbf{h}} \quad (4.32)$$

bestimmt. Für diese Vektoren gilt idealerweise der Zusammenhang  $\tilde{\mathbf{h}}_1 \cdot z = \tilde{\mathbf{h}}_2$ , wobei der gesuchte Winkel  $\Omega$  durch den Einheitsvektor  $\hat{\mathbf{u}}_{\mathbf{r}}$  in

$$z = e^{jk \mathbf{r}_1^T \hat{\mathbf{u}}_{\mathbf{r}}} = e^{jk f(\Omega)} \quad (4.33)$$

enthalten ist. Der geschätzte Winkel ist danach

$$\tilde{\Omega} = f^{-1} \left( \frac{1}{jk} \ln(\tilde{z}) \right) \quad \text{mit} \quad \tilde{z} = \tilde{\mathbf{h}}_1^\dagger \tilde{\mathbf{h}}_2 \quad (4.34)$$

und  $f^{-1}(\cdot)$  als Umkehrfunktion zu  $f(\Omega) = \mathbf{r}_1^T \hat{\mathbf{u}}_{\mathbf{r}}$  aus dem Exponenten der Gleichung 4.33.

## 4.2 Kalibrierung der räumlichen Impulsantwort

Nach den Betrachtungen zum Aufbau der Kalibriermatrix  $\mathbf{C}$  und den damit verknüpften Fehlermechanismen werden in diesem Abschnitt verschiedene Lösungswege zur Berechnung dieser Korrekturmatrix diskutiert und verglichen. Die Bewertung der Eigenschaften und der Leistungsfähigkeit dieser Lösungsansätze erfolgt anhand der Fallbeispiele aus dem Abschnitt 4.1.2. Die Beschreibungen beschränken sich dabei auf den Fall des Betriebes der Antenne mit der dominanten Polarisierung  $\mathbf{p}$ , sodass die räumliche Impulsantwort der Antenne durch  $\mathbf{h} = \vec{\mathbf{h}}\mathbf{p}^H$  gegeben ist. Auf den Fall polarisationsagiler Antennen und die Minimierung des Einflusses der kreuzpolaren Strahlung wird für den Fall einer dual polarisierten Antenne in Kapitel 7 näher eingegangen.

### 4.2.1 Einpunkt-Korrektur

Für einen stark vereinfachenden Ansatz, in dem nur die Fehler in den Sende- bzw. Empfangszweigen berücksichtigt werden, sind nur die  $N$  Koeffizienten  $v_{nn}$  der Diagonalmatrix  $\mathbf{V}$  zu bestimmen. Das dabei entstehende Gleichungssystem ist bereits durch die Auswertung des Verhältnisses aus fehlerhafter und idealisierter räumlicher Impulsantwort,  $\check{\mathbf{h}}(\Omega)$  und  $\mathbf{h}(\Omega)$ , für einen einzigen Raumwinkel  $\Omega_{ref}$  vollständig lösbar. Die gesuchten Einträge der Matrix  $\mathbf{V}$  folgen daher bei der Einpunkt-Korrektur aus dem Zusammenhang

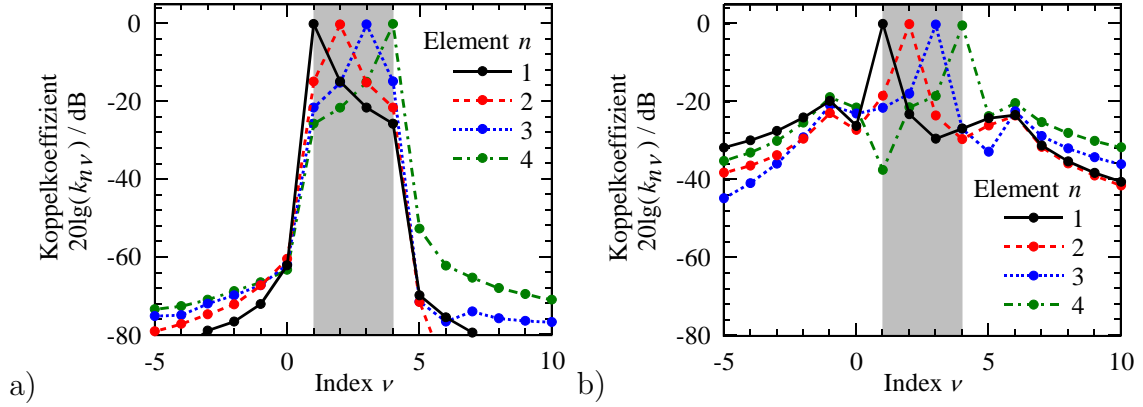
$$v_{nn} = \frac{\check{h}_n(\Omega_{ref})}{h_n(\Omega_{ref})}. \quad (4.35)$$

Der Winkel  $\Omega_{ref}$  als Referenz der Korrektur ist prinzipiell frei wählbar, liegt jedoch zweckmäßig in der Mitte des auszuwertenden Winkelbereiches. Diese Form der Fehlerbehandlung erfasst selbstverständlich keine Fehler durch elektromagnetische Kopplungseffekte. Deren Behandlung in den nachfolgenden Abschnitten erfordert die Verwendung mehrerer Messpunkte der fehlerbehafteten räumlichen Impulsantwort innerhalb des zu kalibrierenden Winkelbereiches.

### 4.2.2 FOURIER-Zerlegung der aktiven Elementdiagramme

Bei der in [78] von STEYSKAL und HERD vorgestellten Berechnung der Koppelfaktoren wird ausgenutzt, dass die Summe zur Berechnung der aktiven räumlichen Impulsantwort  $h_n^{akt}$  in Gleichung 4.21 für lineare Gruppen aus identischen Elementen mit  $g_n^{iso} = g^{iso}$  als FOURIER-Reihe zu interpretieren ist. Dementsprechend kommt den Elementen der Koppelmatrix  $k_{nv}$  die Rolle der FOURIER-Koeffizienten zu.

Im Fall der Beispiellantennen in Form einer linearen Gruppe entlang der  $x$ -Achse, mit dem Elementabstand  $d = \lambda/2$ , wird das Skalarprodukt  $\mathbf{r}_\nu^T \hat{\mathbf{u}}_\mathbf{r} = \nu d \sin \Theta \cos \Phi$ . In der Schnitt-



**Bild 4.5:** Betrag der Koppelkoeffizienten  $k_{n\nu}$  aus der FOURIER-Zerlegung der simulierten aktiven Elementdiagramme a) der Gruppe aus vier Dipolen und b) der Gruppe aus vier U-geschlitzten Mikrostreifenleitungsantennen.

tebene  $\Phi = 0^\circ$  sind dann die gesuchten FOURIER-Koeffizienten

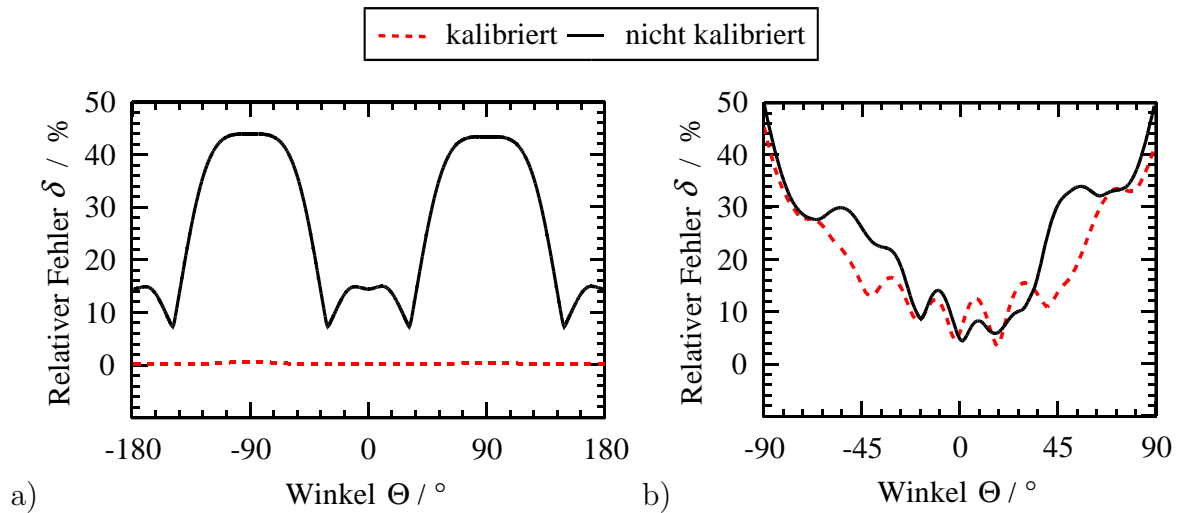
$$k_{n\nu} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{h_n^{akt}(\Theta)}{g^{iso}(\Theta)} e^{-j\nu v} dv, \quad v = kd \sin \Theta = \pi \sin \Theta. \quad (4.36)$$

Das Elementdiagramm des isolierten Strahlers  $g^{iso}(\Theta)$  muss dabei frei von Nullstellen innerhalb des Integrationsbereiches sein. Da die Grenzen des Integrals  $v_{min,max} = \pm\pi = \pi \sin \Theta_{min,max}$  sind, muss das Integral bei einem Elementabstand  $d = \lambda/2$  innerhalb der Grenzen  $\Theta_{min,max} = \pm\frac{\pi}{2}$  ausgewertet werden. Bei größerem Elementabstand verringert sich dieser Winkelbereich. Damit die Integration nicht außerhalb des Definitionsbereiches der Elementdiagramme durchzuführen ist, muss der Elementabstand immer größer oder gleich  $\lambda/2$  sein. Die Bestimmung der Koeffizienten  $k_{n\nu}$  aus der Integration über den Winkel  $\Theta$  erfolgt somit durch

$$k_{n\nu} = \frac{kd}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \frac{h_n^{akt}(\Theta)}{g^{iso}(\Theta)} e^{-j\nu\pi \sin \Theta} \cos \Theta d\Theta. \quad (4.37)$$

Die Behandlung zweidimensionaler Gruppen ist analog dazu mit der zweidimensionalen FOURIER-Transformation möglich [79]. Die Berechnung der Koeffizienten  $k_{n\nu}$  mit Indizes außerhalb des Bereiches  $1 \leq \nu \leq N$  erlaubt zudem eine qualitative Aussage über die zu erwartende Güte der Kalibrierung [80].

Für die beiden vorgestellten Beispielantennen sind die aus den aktiven Elementdiagrammen berechneten FOURIER-Koeffizienten in Bild 4.5 dargestellt. Für die Dipolgruppe zeigt sich, dass die Koeffizienten  $k_{n\nu}$  im Bereich des Index  $\nu = 1 \dots 4$  nennenswerte Beiträge liefern. Weiterhin spiegelt sich die Symmetrie der Elementanordnung in der symmetrischen Struktur der Koeffizienten wieder. Außerhalb dieses Indexbereiches fallen die Werte auf unter -50 dB ab und sind daher vernachlässigbar. Dieses Ergebnis stützt die eingangs formulierte Annahme, dass im Fall der Dipolgruppe vorwiegend von Fehlern durch Verkopplung auszugehen ist, die vollständig durch eine Koppelmatrix  $\mathbf{K}$  beschrieben werden und somit sehr gut kompensierbar sind.



**Bild 4.6:** Relativer Fehler zwischen kalibrierter bzw. unkalibrierter und idealer räumlicher Impulsantwort a) der Gruppe aus vier Dipolen und b) der Gruppe aus vier U-geschlitzten Mikrostreifenleitungsantennen.

Bei Betrachtung der Mikrostreifenleitungsantennen stellt sich ein anderes Ergebnis ein. Die Werte der Koeffizienten  $k_{n\nu}$  fallen außerhalb des Indexbereiches  $\nu = 1 \dots 4$  kaum ab. Der Grund dafür ist, dass die aktiven Richtdiagramme nicht nur durch die Elementverkopplung, sondern auch von dem Aufbau der Antenne beeinflusst werden. Beispiele dafür sind hier die endliche Dimension des Substrates und der Massefläche. Darüber hinaus ist davon auszugehen, dass die Annahme eines monomodigen Elementes verletzt ist. Das bedeutet, dass auf den eingebetteten Antennenelementen Stromverteilungen entstehen, die nicht mehr exakt der Stromverteilung eines isolierten Elementes entsprechen. Dieses Ergebnis lässt bereits vermuten, dass eine winkelunabhängige Kalibrierung der Gruppe mit diesem Verfahren nur mit Einschränkungen möglich sein wird.

Zur Quantifizierung des Kalibrierfehlers wird der in Gleichung 4.29 gegebene relative Fehler zwischen kalibrierter und unkalibrierter räumlicher Impulsantwort ausgewertet und ist für die beiden Beispiele in Bild 4.6 gezeigt. Die Berechnung basiert dabei zunächst auf den simulierten aktiven Elementdiagrammen in  $\Delta\Theta = 1^\circ$ -Schritten. Für die Mikrostreifenleitungsantenne ist der Fehler nur im Winkelbereich  $\pm 90^\circ$  dargestellt, da das ideale Elementdiagramm außerhalb dieses Bereiches Null und der relative Fehler somit nicht definiert ist. Der Fehler in den unkalibrierten Diagrammen liegt für beide Gruppen in der gleichen Größenordnung. Die Kalibrierung der Dipolgruppe funktioniert mit diesem Ansatz hervorragend und bestätigt somit die Beobachtungen bei den Koppelkoeffizienten in Bild 4.5 a). Im Gegensatz dazu zeigt sich für die Mikrostreifenleitungsantenne nur eine geringe Verbesserung des Fehlers durch diese Kalibrierung.

Liegen nur Messungen innerhalb eines eingeschränkten Winkelsegmentes vor, kommt das einer Fensterung der Referenzdaten im Winkelbereich gleich. Dies hat im Spektralbereich eine Faltung mit der entsprechenden FOURIER-Transformierten der Fensterfunktion zur

Folge. Dadurch wird die Bestimmung der Koppelkoeffizienten bei diesem Vorgehen unter Umständen ungenauer und ein anderes Verfahren zur Bestimmung einer Korrekturmatrix ist vorzuziehen.

### 4.2.3 Lineare Interpolation der räumlichen Impulsantwort

Für die Kalibrierung der fehlerhaften räumlichen Impulsantwort der Gruppe lässt sich das in [81] vorgestellte Verfahren zur Interpolation der Mannigfaltigkeit einer Antennengruppe durch die einer virtuellen Gruppe anwenden. Die Basis dazu ist die Suche eines Minimums für den Mittelwert des quadratischen Fehlers  $\delta(\Omega)$  aus Gleichung 4.28 innerhalb eines vorab bestimmten Winkelsegmentes. Die grundsätzliche Annahme der linearen Interpolation ist, dass eine Matrix  $\mathbf{C}_l$  existiert, welche die fehlerbehaftete und die ideale räumliche Impulsantwort innerhalb der Grenzen  $\Omega_{l,\min} \leq \Omega \leq \Omega_{l,\max}$  miteinander verknüpft:

$$\mathbf{C}_l \tilde{\mathbf{h}} - \mathbf{h} \approx \mathbf{0}. \quad (4.38)$$

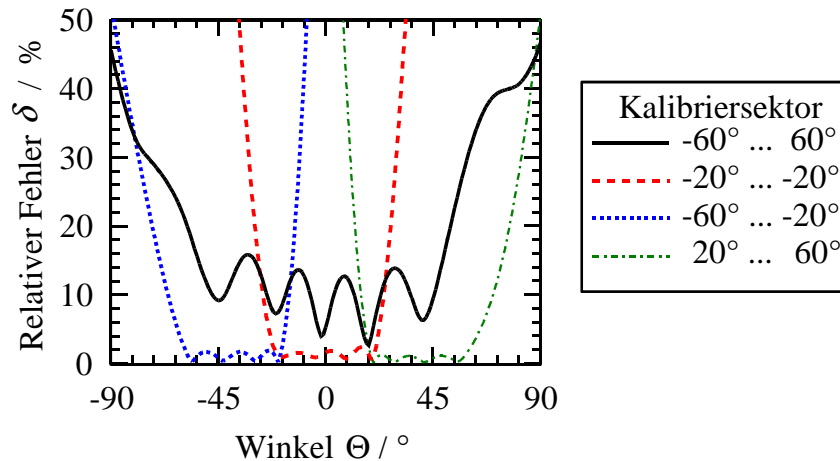
Neben der Festlegung der Winkelsektoren, innerhalb derer die Näherung gültig sein soll, ist für die Interpolation vor allem die Frage der Auslegung der virtuellen Gruppe zu beantworten. Im Falle der Kalibrierung wird diese Rolle naturgemäß durch die fehlerfreie Gruppe übernommen. Es ist jedoch strengstens darauf zu achten, dass die Phasenreferenz, d.h. der zur Bestimmung der Phasenbeziehungen festgelegte Referenzpunkt der beiden Gruppen bzw. Impulsantworten, übereinstimmt. Ist dies nicht der Fall, dann wird die Kalibrierung oder Interpolation keine guten Ergebnisse liefern, da eine winkelabhängige Variation der Phase durch diesen Ansatz nicht erfasst werden kann.

Um die Anzahl  $L$  der getrennt zu behandelnden Sektoren klein zu halten, ist ein möglichst großer Winkelbereich für die Interpolation wünschenswert. Der zulässige Fehler der Interpolation wird dabei eine Untergrenze für  $L$  bestimmen. Werden nun innerhalb des zu interpolierenden bzw. kalibrierenden Sektors  $O$  Referenzwinkel  $\Omega_o$  festgelegt, dann entsteht für die Berechnung der Koppelmatrix  $\mathbf{C}_l$  das System:

$$\min_{\mathbf{C}_l} \{ \mathbf{C}_l \cdot \tilde{\mathbf{H}} - \mathbf{H} \}. \quad (4.39)$$

Darin enthalten die Matrizen  $\mathbf{H}$  und  $\tilde{\mathbf{H}}$ , beide mit der Dimension  $N \times O$ , jeweils die idealen und fehlerbehafteten räumlichen Impulsantworten der Referenzwinkel  $\Omega_o$  aus dem  $l$ -ten Sektor. In diesem Gleichungssystem treten  $N^2$  Unbekannte in der Matrix  $\mathbf{C}_l$  auf, für deren Bestimmung  $N \cdot O$  Gleichungen vorliegen. Da die Anzahl der Referenzwerte die Anzahl der Elemente häufig deutlich übersteigt, handelt es sich um ein überbestimmtes Gleichungssystem. Die Kalibrier- bzw. Interpolationsmatrizen  $\mathbf{C}_l$  entsprechen somit der Lösung dieses Systems und sind im Sinne des kleinsten quadratischen Fehlers durch die Multiplikation mit der Pseudoinversen von  $\tilde{\mathbf{H}}$  zu berechnen:

$$\mathbf{C}_l = \mathbf{H} \cdot \tilde{\mathbf{H}}^\dagger \quad (4.40)$$



**Bild 4.7:** Relativer Fehler zwischen kalibrierter bzw. unkalibrierter und idealer räumlicher Impulsantwort nach Interpolation der räumlichen Impulsantworten für unterschiedliche Winkelsektoren.

Mit der so erhaltenen Korrekturmatrix und der Gleichung 4.26 erfolgt die Bestimmung der kalibrierten räumlichen Impulsantwort der Gruppe. Wie bei der Bestimmung der Kalibriermatrix aus der FOURIER-Zerlegung der aktiven Elementdiagramme ist die Kalibrierung der Dipolgruppe mit einem Restfehler unterhalb 0.5 ‰ bereits mit wenigen Referenzwerten für den gesamten betrachteten Winkelbereich möglich. Die Kalibrierung ist also durch die Interpolation in einem einzigen Winkelsektor sehr gut möglich.

Dem Bild 4.7 ist zu entnehmen, dass die Kalibrierung der Mikrostreifenleitungsantenne innerhalb des Winkelsektors  $\Theta = \pm 60^\circ$  kaum zu einer Veränderung gegenüber dem Fehler  $\delta$  aus der FOURIER-Zerlegung der aktiven Elementdiagramme in Bild 4.6 b) führt. Durch die variable Auslegung der Interpolationssektoren, z.B. drei Sektoren zu je  $20^\circ$ , kann der Fehler jedoch deutlich abgesenkt werden.

### 4.3 Kalibrierung der Eigenstruktur

Für die Unterraumverfahren zur hochauflösenden Richtungsschätzung spielt eine geringe Differenz zwischen den fehlerfreien und kalibrierten räumlichen Impulsantworten  $\mathbf{h}$  und  $\tilde{\mathbf{h}}$  eher eine untergeordnete Rolle. Den Ausführungen in Abschnitt 3.2 ist vielmehr zu entnehmen, dass die gesuchte Richtungsinformation im Wesentlichen durch die Lage der fehlerfreien und der kalibrierten Eigenvektoren

$$\hat{\mathbf{u}} = \frac{\mathbf{h}}{|\mathbf{h}|} \quad \text{und} \quad \tilde{\mathbf{u}} = \frac{\tilde{\mathbf{h}}}{|\tilde{\mathbf{h}}|} \quad (4.41)$$

im  $N$ -dimensionalen komplexen Raum  $\mathbb{C}^N$  gegeben ist. Es ist jedoch festzuhalten, dass im Fall einer erfolgreichen Kalibrierung der räumlichen Impulsantwort davon auszugehen ist,

dass auch eine entsprechende Übereinstimmung der Richtungen dieser Eigenvektoren, kurz der Eigenstruktur, erreicht ist. Für die Kalibrierung von Antennen zur Richtungsschätzung ist jedoch unabhängig davon eine neue Zielsetzung zu formulieren, nach der eine gute Übereinstimmung der Eigenstrukturen von fehlerfreier und kalibrierter Mannigfaltigkeit zu erreichen ist.

### 4.3.1 Lineare Interpolation der Eigenstruktur

Zur Fehlerkorrektur bei Gruppen aus isotropen Strahlern wird in [82] von PIERRE & KAVEH ein Lösungsansatz zur Interpolation der Eigenstruktur vorgestellt. Dabei wird davon ausgegangen, dass die  $O$  Eigenvektoren der fehlerbehafteten räumlichen Impulsantwort

$$\check{\mathbf{u}} = \frac{\check{\mathbf{h}}}{|\check{\mathbf{h}}|} \quad (4.42)$$

für die Referenzwinkel  $\Omega_o$  linear durch eine Koppelmatrix mit den Eigenvektoren  $\hat{\mathbf{u}}$  der fehlerfreien räumlichen Impulsantwort zu verknüpfen sind. Dabei wird jedoch außer acht gelassen, dass die Vektoren zwar parallel aber nicht unbedingt von gleicher Länge oder Phasenlage sein müssen. Dieser Sachverhalt ist in dem Verfahren von SEE aus [83] bedacht, bei dem die Kalibrierung der Eigenstruktur durch den Ansatz

$$\mathbf{C}_l \check{\mathbf{u}}(\Omega_o) = b'(\Omega_o) \cdot \hat{\mathbf{u}}(\Omega_o) \quad (4.43)$$

erfolgt. Mit den Definitionen der Eigenvektoren ist die Umformung

$$\mathbf{C}_l \check{\mathbf{h}}(\Omega_o) = b'(\Omega_o) \cdot \frac{|\check{\mathbf{h}}(\Omega_o)|}{|\mathbf{h}(\Omega_o)|} \cdot \mathbf{h}(\Omega_o) = b(\Omega_o) \cdot \mathbf{h}(\Omega_o) \quad (4.44)$$

durchzuführen. Die Zusammenstellung der  $O$  idealen und fehlerbehafteten räumlichen Impulsantworten der Referenzwinkel  $\Omega_o$  in den Matrizen  $\mathbf{H}$  und  $\check{\mathbf{H}}$  führt analog zu Gleichung 4.39 zur Formulierung des Systems

$$\min_{\mathbf{C}_l, \mathbf{B}} \{ \mathbf{C}_l \cdot \check{\mathbf{H}} - \mathbf{H} \cdot \mathbf{B} \}, \quad (4.45)$$

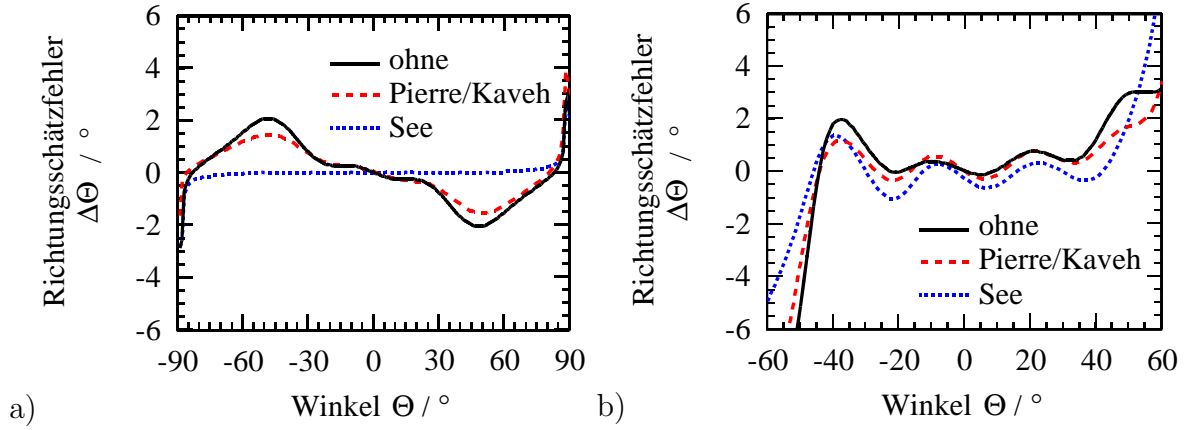
wobei die  $O \times O$  Diagonalmatrix  $\mathbf{B}$  die Elemente  $b(\Omega_o)$  auf der Hauptdiagonalen enthält und sonst Null ist. Die Lösung für die Koppelmatrix  $\mathbf{C}_l$  im Sinne des kleinsten Fehlerquadrates führt dann auf

$$\mathbf{C}_l = \mathbf{H} \cdot \mathbf{B} \cdot \check{\mathbf{H}}^\dagger. \quad (4.46)$$

Zur Bestimmung der bisher unbekannten Matrix  $\mathbf{B}$  wird diese Lösung wieder in die Gleichung 4.45 eingesetzt und es entsteht das Minimierungsproblem

$$\min_{\mathbf{B}} \{ \mathbf{H} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathcal{P}_{\check{\mathbf{H}}}^\perp \} \quad (4.47)$$





**Bild 4.8:** Richtungsschätzfehler a) der Gruppe aus vier Dipolen und b) der Gruppe aus vier U-geschlitzten Mikrostreifenleitungsantennen vor und nach der Kalibrierung mit den Verfahren nach PIERRE & KAVEH bzw. SEE.

mit der undurchsichtigen Orthogonalprojektion zu  $\check{\mathbf{H}}$

$$\mathcal{P}_{\check{\mathbf{H}}}^{\perp} = \mathbf{I} - \check{\mathbf{H}}^{\dagger} \check{\mathbf{H}}. \quad (4.48)$$

Mit Hilfe der vec-Operation, welche die Spalten einer Matrix übereinander in einem Vektor anordnet, der Matrixidentität

$$\text{vec}\{\mathbf{XYZ}\} = (\mathbf{Z}^T \otimes \mathbf{X})\text{vec}\{\mathbf{Y}\} \quad (4.49)$$

mit dem Kronecker-Produkt  $\otimes$  und der Eigenschaft der Orthogonalprojektion

$$\mathcal{P}_{\check{\mathbf{H}}}^{\perp}(\mathcal{P}_{\check{\mathbf{H}}}^{\perp})^H = \mathcal{P}_{\check{\mathbf{H}}}^{\perp} \quad (4.50)$$

ist zu zeigen, dass die Umformung

$$\|\mathbf{H} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathcal{P}_{\check{\mathbf{H}}}^{\perp}\|_2 = \|\text{vec}\{\mathbf{H} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathcal{P}_{\check{\mathbf{H}}}^{\perp}\}\|_2 = \mathbf{b}^H \left[ (\mathbf{H}^H \mathbf{H}) \odot (\mathcal{P}_{\check{\mathbf{H}}}^{\perp})^T \right] \mathbf{b} = \mathbf{b}^H \mathbf{Q} \mathbf{b} \quad (4.51)$$

möglich ist. Die darin auftretenden Vektoren  $\mathbf{b}$  enthalten dabei die Elemente  $b(\Omega_o)$  aus der Diagonalmatrix  $\mathbf{B}$ . Aus dieser Gleichung folgt unmittelbar, dass die angestrebte Minimierung des Ausdruckes in Gleichung 4.47 genau dann erreicht wird, wenn der Vektor  $\mathbf{b}$  genau dem Eigenvektor von  $\mathbf{Q} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H}) \odot (\mathcal{P}_{\check{\mathbf{H}}}^{\perp})^T$  entspricht, der dem kleinsten Eigenwert von  $\mathbf{Q}$  zuzuordnen ist. Somit folgt die optimale Lösung für die Elemente der Matrix  $\mathbf{B}$ , welche für die Berechnung der Koppelmatrix  $\mathbf{C}_l$  nach Gleichung 4.46 erforderlich ist, aus der Eigenstruktur von  $\mathbf{Q}$ .

Die Bewertung des Kalibrationsergebnisses erfolgt anhand des Richtungsschätzfehlers, der durch die Gleichungen 4.31 und 4.34 bestimmt ist. Analog zu den Ergebnissen der Kalibrierung der räumlichen Impulsantwort zeigt sich für den resultierenden Schätzfehler mit dem SEE-Verfahren in Bild 4.8 a) für die Dipolgruppe ein sehr gutes Kalibrierergebnis.

**Tab. 4.1:** Quadratische Mittelwerte des Richtungsschätzfehlers der Gruppen aus vier Dipolen bzw. aus vier U-geschlitzten Mikrostreifenleitungsantennen innerhalb des kalibrierten Sektors.

Kalibrierung	Dipol-Gruppe	Patch-Gruppe
ohne	0.99°	3.01°
PIERRE & KAVEH	0.87°	2.00°
SEE	0.06°	1.69°

Dem bei Winkeln um  $\Theta = \pm 90^\circ$  auftretenden Schätzfehler von etwa  $\pm 3^\circ$  kommt nur eine geringe Bedeutung zu, da diese Gruppe nach den Erkenntnissen aus Abschnitt 3.2 in diesem Winkelbereich ohnehin nur eine sehr geringe Richtungsauflösung erlaubt.

Obwohl der prinzipielle Verlauf des Richtungsschätzfehlers für den Fall der Mikrostreifenleitungsantennen in Bild 4.8 b) durch die Kalibrierung in dem Winkelbereich  $\Theta = \pm 60^\circ$  nur zu geringfügigen Änderungen führt, zeigt die Tabelle 4.1, dass der geringste Schätzfehler ebenfalls mit dem SEE-Verfahren zu erreichen ist.

Die Kalibrierung kann auf diese Weise für  $L$  unterschiedliche Sektoren oder den gesamten interessierenden Winkelbereich durchgeführt werden. Um dieses Verfahren anwenden zu können, müssen für jeden Sektor  $N^2 + O$  komplexe Koeffizienten aus  $N \cdot O$  Messungen bestimmt werden. Daher ist die Zahl der für die Kalibrierung mindestens notwendigen Referenzwerte

$$O \geq \frac{N^2}{N-1} = N + 1 + \frac{1}{N-1}. \quad (4.52)$$

### 4.3.2 Minimierung des Richtungsschätzfehlers

Der bisher verfolgte Ansatz zur Minimierung des Unterschiedes zwischen den Eigenstrukturen der idealen und der kalibrierten Gruppe wird nachfolgend in Anlehnung an das in [84, 85] von HYBERG, JANSSON & OTTERSTEN vorgestellte Verfahren zur Interpolation von Gruppenantennen modifiziert. Dieser Interpolationsalgorithmus ähnelt in seinem Ansatz zunächst dem Vorgehen bei der Kalibrierung nach PIERRE & KAVEH [82], da die Anpassung der Eigenstrukturen zweier unterschiedlicher räumlicher Impulsantworten durch eine lineare Operation angestrebt wird:

$$\min_{\mathbf{C}_l} \{ \|\Delta \mathbf{u}\|_2 \} \quad (4.53)$$

$$\Delta \mathbf{u} = \mathbf{C}_l^H \tilde{\mathbf{u}} - \hat{\mathbf{u}} \quad (4.54)$$

Die Eigenvektoren entsprechen dabei den Definitionen aus den Gleichungen 4.41 und 4.42. Zur Bestimmung der Interpolationsmatrix wird jedoch nicht nur auf die Anpassung im Sinne des kleinsten quadratischen Fehlers geachtet, da diese Minimierung nicht notwendigerweise den geringsten Richtungsschätzfehler einschließt. Aus der Durchführung einer

TAYLOR-Reihenentwicklung des Schätzfehlers  $\Delta\Omega$  folgt, dass unter Annahme von MUSIC als Schätzverfahren in erster Näherung

$$\Delta\Omega = -2\Re \left\{ \frac{\dot{\mathbf{u}}^H \mathcal{P}_{\mathbf{h}}^\perp}{\dot{\mathbf{u}}^H \mathcal{P}_{\mathbf{h}}^\perp \dot{\mathbf{u}}} \cdot \Delta\mathbf{u} \right\} = \Re \{ \mathbf{v}_{\mathcal{P}}^H \cdot \Delta\mathbf{u} \} \quad (4.55)$$

gilt. Der Vektor  $\dot{\mathbf{u}}$  entspricht darin der Ableitung des fehlerfreien Eigenvektors  $\hat{\mathbf{u}}(\Omega) = \hat{\mathbf{u}}(\Theta(\xi), \Phi(\xi))$  nach der Richtungsvariablen  $\xi$  und  $\mathcal{P}_{\mathbf{h}}^\perp$  ist die undurchsichtige Orthogonalprojektion zum Vektor  $\mathbf{h}$ . In [84] wird davon ausgegangen, dass der Nenner  $\dot{\mathbf{u}}^H \mathcal{P}_{\mathbf{h}}^\perp \dot{\mathbf{u}}$  bei der dort angestrebten Interpolation auf eine lineare Gruppe als konstant betrachtet werden kann. Da hier aber die Kalibrierung beliebiger Antennengruppen vorgenommen werden soll, wird diese Vereinfachung nicht durchgeführt.

Die weitergehende Untersuchung der Orthogonalprojektion von  $\dot{\mathbf{u}}$  auf die räumliche Impulsantwort der fehlerfreien Gruppe führt zunächst zu der Formulierung

$$\dot{\mathbf{u}} = \frac{d}{d\xi} \hat{\mathbf{u}} = \frac{d}{d\xi} \frac{\mathbf{h}}{|\mathbf{h}|} = \mathbf{h} \cdot \frac{d}{d\xi} \frac{1}{|\mathbf{h}|} + \frac{1}{|\mathbf{h}|} \dot{\mathbf{h}}. \quad (4.56)$$

Da die Orthogonalprojektion die zu  $\mathbf{h}$  parallelen Anteile von  $\dot{\mathbf{u}}$  ausblendet, folgt unter Verwendung der Definitionen für die Ableitung der räumlichen Impulsantwort aus den Gleichungen 3.36 und 3.43:

$$\mathcal{P}_{\mathbf{h}}^\perp \dot{\mathbf{u}} = \frac{1}{|\mathbf{h}|} \cdot \mathcal{P}_{\mathbf{h}}^\perp \dot{\mathbf{h}} = \frac{\mathbf{d}_\perp}{|\mathbf{h}|}. \quad (4.57)$$

Der Gradientenvektor aus Gleichung 4.55 wird somit zu

$$\mathbf{v}_{\mathcal{P}} = 2 \frac{\mathcal{P}_{\mathbf{h}}^\perp \dot{\mathbf{u}}}{\dot{\mathbf{u}}^H \mathcal{P}_{\mathbf{h}}^\perp \dot{\mathbf{u}}} = -\frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{|\mathbf{h}|}{R} \cdot \mathbf{d}_\perp, \quad (4.58)$$

wobei  $R$  die in Gleichung 3.42 definierte Richtungsempfindlichkeit der Gruppe ist. Für den angenäherten Schätzfehler aus Gleichung 4.55 folgt daraus

$$\Delta\Omega = -\frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{|\mathbf{h}|}{R} \cdot \Re \{ \mathbf{d}_\perp^H \Delta\mathbf{u} \}. \quad (4.59)$$

Dieser Gleichung ist zu entnehmen, dass nur Fehler der Eigenvektoren parallel zu  $\mathbf{d}_\perp$  einen Einfluss auf den Schätzfehler zeigen werden. Dies entspricht auch den Ergebnissen der Betrachtungen zur Richtungsempfindlichkeit von Gruppenantennen, wonach nur die zu  $\mathbf{h}$  orthogonalen Veränderungen einen Einfluss auf die Richtungsschätzung zeigen werden. Weiterhin ist der Gleichung zu entnehmen, dass in Winkelbereichen mit geringer Richtungsempfindlichkeit  $R$  bereits kleine Unterschiede  $\Delta\mathbf{u}$  in Richtung des Ableitungsvektors  $\mathbf{d}_\perp$  zu großen Abweichungen der Schätzung führen können. Dies entspricht den Beobachtungen bei der Diskussion des resultierenden Richtungsschätzfehlers für die Dipolgruppe im vorangegangenen Abschnitt.

Die nach HYBERG zu minimierende Funktion ist unter Berücksichtigung von  $\mathbf{v}_{\mathcal{P}}^H \hat{\mathbf{u}} = 0$  durch

$$\min_{\mathbf{C}_l} \left\{ \sum_{o=1}^O (1 - \nu) \cdot |\mathbf{C}_l^H \check{\mathbf{u}}(\Omega_o) - \hat{\mathbf{u}}(\Omega_o)|^2 + \nu \cdot |\Re \{ \mathbf{v}_{\mathcal{P}}^H(\Phi_o) \cdot \mathbf{C}_l^H \check{\mathbf{u}}(\Omega_o) \}|^2 \right\} \quad (4.60)$$

gegeben. Durch den Parameter  $\nu$  ist darin die Gewichtung der beiden Optimierungsziele, d.h. der Anpassung der Eigenstruktur und der Minimierung des Schätzfehlers, zu kontrollieren.

Analog zum Vorgehen in den vorangegangenen Abschnitten wird die Kalibrierung für  $L$  separate Winkelsektoren oder den gesamten interessierenden Winkelbereich durchgeführt. Dazu werden die den  $O$  Referenzwinkeln  $\Omega_o$  zugeordneten Eigenvektoren  $\check{\mathbf{u}}(\Omega_o)$  und  $\hat{\mathbf{u}}(\Omega_o)$  in den Matrizen  $\check{\mathbf{U}}$  und  $\hat{\mathbf{U}}$  zusammengestellt.

Die Lösung des Minimierungsproblems erfolgt durch eine Umorganisation der Matrizen und die Verwendung der Matrixidentität aus Gleichung 4.49, sodass mit den Abkürzungen

$$\mathbf{M}_1 = \sqrt{1 - \nu} \quad \mathbf{I} \otimes \check{\mathbf{U}}^H, \quad (4.61)$$

$$\mathbf{m}_2 = \sqrt{1 - \nu} \quad \text{vec}(\hat{\mathbf{U}}^H), \quad (4.62)$$

$$\mathbf{M}_3 = \sqrt{\nu} \quad \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{\mathcal{P}}^T(\Omega_1) \otimes \check{\mathbf{u}}^H(\Omega_1) \\ \vdots \\ \mathbf{v}_{\mathcal{P}}^T(\Omega_O) \otimes \check{\mathbf{u}}^H(\Omega_O) \end{bmatrix} \quad (4.63)$$

analog zu [84] eine alternative Formulierung des Optimierungsproblems entsteht:

$$\min_{\mathbf{C}_l} \left\| \begin{bmatrix} \Re\{\mathbf{M}_1\} & -\Im\{\mathbf{M}_1\} \\ \Im\{\mathbf{M}_1\} & \Re\{\mathbf{M}_1\} \\ \Re\{\mathbf{M}_3\} & -\Im\{\mathbf{M}_3\} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \text{vec}(\Re\{\mathbf{C}_l^H\}) \\ \text{vec}(\Im\{\mathbf{C}_l^H\}) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Re\{\mathbf{m}_2\} \\ \Im\{\mathbf{m}_2\} \\ \mathbf{0}_{O \times 1} \end{bmatrix} \right\|^2. \quad (4.64)$$

In einer kompakteren Schreibweise wird daraus

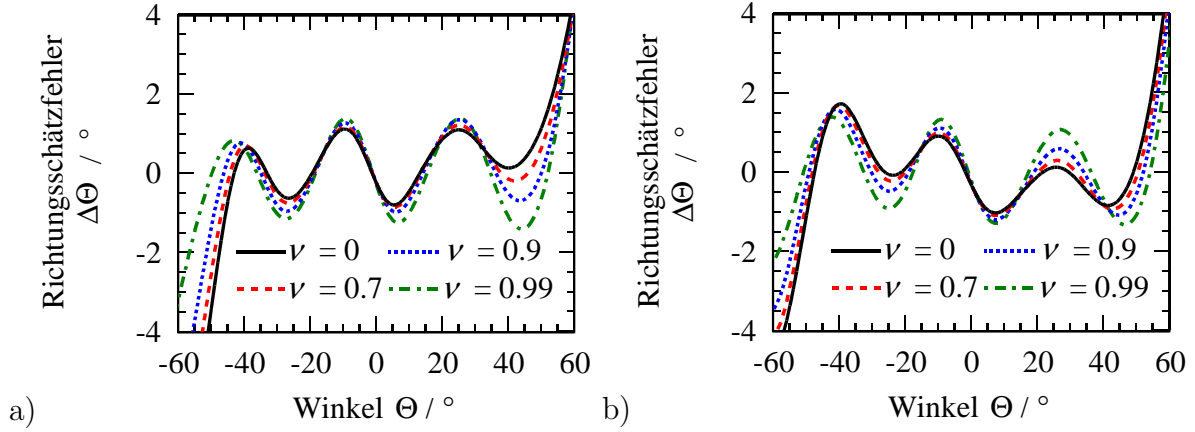
$$\min_{\mathbf{C}_l} \|\mathbf{M}\mathbf{c}_l - \mathbf{m}\|^2, \quad (4.65)$$

wobei die Zusammensetzung der darin enthaltenen Matrizen aus dem Vergleich mit der vorhergehenden Gleichung folgt. Die Lösung dieser Gleichung im Sinne des kleinsten quadratischen Fehlers liefert dann die Lösung für die gesuchte Kalibriermatrix in dem Vektor

$$\mathbf{c}_l = \mathbf{M}^\dagger \mathbf{m}, \quad (4.66)$$

aus dem  $\mathbf{C}_l$  zu konstruieren ist.

Wie auch in [85] angemerkt, berücksichtigt der Ansatz aus [84] in Gleichung 4.54 nicht, dass grundsätzlich auch ein komplexer Faktor zwischen den Eigenvektoren liegen darf. Im Zusammenhang mit der dort diskutierten Interpolation, bei der sowohl die Beschreibung



**Bild 4.9:** Richtungsschätzfehler der Gruppe aus vier U-geschlitzten Mikrostreifenleitungsantennen nach der Kalibrierung mit a) dem Interpolationsverfahren nach HYBERG und b) dem modifizierten Interpolationsverfahren.

der ursprünglichen Antennengruppe als auch der virtuellen Anordnung analytisch möglich ist, spielt dies eventuell nur eine untergeordnete Rolle. Wie die nachfolgenden Berechnungen zeigen, ist eine entsprechende Modifikation des Interpolationsverfahrens zur Kalibrierung jedoch von Vorteil.

Für diese Modifikation des HYBERG-Verfahrens wird in Anlehnung an das im vorhergehenden Abschnitt beschriebene Kalibrierverfahren nach SEE von dem geänderten Ansatz

$$\Delta \mathbf{u}(\Omega_0) = \mathbf{C}_l^H \check{\mathbf{u}}(\Omega_0) \cdot \frac{1}{b(\Omega_0)} - \hat{\mathbf{u}}(\Omega_0) \quad (4.67)$$

für den zu minimierenden Unterschied zwischen den Eigenstrukturen ausgegangen. Vor der Lösung des Extremalwertproblems nach HYBERG ist nun die Schätzung der Elemente  $b(\Omega_0)$  vorzunehmen. Zunächst wird dabei angenommen, dass der Ausdruck

$$\min ||\mathbf{C}_l^H \check{\mathbf{U}} \mathbf{B}^{-1} - \hat{\mathbf{U}}||^2 \quad (4.68)$$

zu minimieren ist. Die Elemente der Diagonalmatrix  $\mathbf{B}$  folgen analog zum SEE-Algorithmus aus dem zum kleinsten Eigenwert von  $(\hat{\mathbf{U}}^H \hat{\mathbf{U}}) \odot (\mathcal{P}_{\check{\mathbf{U}}}^\perp)^T$  gehörenden Eigenvektor. In den Matrizen  $\mathbf{M}_1$  und  $\mathbf{M}_3$  aus den Gleichungen 4.61 und 4.63 sind dann noch die Ersetzungen

$$\check{\mathbf{U}} \rightarrow \check{\mathbf{U}} \mathbf{B}^{-1} \quad (4.69)$$

$$\check{\mathbf{u}}(\Omega_o) \rightarrow \frac{1}{b(\Omega_o)} \check{\mathbf{u}}(\Omega_o) \quad (4.70)$$

durchzuführen, bevor mit Gleichung 4.66 eine neue Kalibriermatrix berechnet wird.

In Bild 4.9 ist der resultierende Richtungsschätzfehler für die Gruppe aus vier U-geschlitzten Mikrostreifenleitungsantennen nach der Kalibrierung mit beiden Varianten des HYBERG-Verfahrens bei Variation des Gewichtungsfaktors  $\nu$  gezeigt. Für  $\nu = 0$  entsprechen die Ergebnisse im Wesentlichen der Kalibrierung nach dem PIERRE&KAVEH- bzw. SEE-Verfahren.

**Tab. 4.2:** Quadratische Mittelwerte des Richtungsschätzfehlers der Gruppe aus vier U-geschlitzten Mikrostreifenleitungsantennen innerhalb des kalibrierten Sektors.

	HYBERG- Interpolation	Derivat der HYBERG-Interp.
$\nu = 0$	2.25°	1.50°
$\nu = 0.7$	1.90°	1.36°
$\nu = 0.9$	1.55°	1.21°
$\nu = 0.99$	1.21°	1.02°

Durch die Vergrößerung von  $\nu$  ist vor allem an den Rändern des Kalibriersektors  $\Theta = \pm 60^\circ$  eine Verringerung des Schätzfehlers zu beobachten. Dies schlägt sich auch unmittelbar in den resultierenden quadratischen Mittelwerten des Richtungsschätzfehlers nieder, welche für die beiden Varianten der Kalibrierung und für die unterschiedlichen Gewichtungen in der Tabelle 4.2 zusammengestellt sind.

Bereits die Verwendung des HYBERG-Interpolationsverfahrens zur Kalibrierung zeigt eine Verringerung des Richtungsschätzfehlers gegenüber der Kalibrierung nach dem SEE-Verfahren. Wie bei dem Übergang vom PIERRE&KAVEH- zum SEE-Verfahren im vorangegangenen Abschnitt, wird bei dem hier vorgestellten Derivat der HYBERG-Interpolation die Ermittlung einer Koeffizientenmatrix  $\mathbf{B}$  vorgeschaltet. Dies ermöglicht die Berücksichtigung eines richtungsabhängigen Fehlers, wie er beispielsweise durch eine Unsicherheit bei der Lage der Phasenreferenz bei den Messdaten entsteht. Für die Verwendung realer Messdaten zur Kalibrierung ist daher das robustere Derivat der HYBERG-Interpolation zu bevorzugen, mit dem im vorgestellten Beispiel eine Reduzierung des verbleibenden Schätzfehler auf bis zu 60% des mit dem SEE-Verfahren erhaltenen Fehlers erreicht wird.

Nachdem die Kalibrierung der im Wesentlichen durch Verkopplungseffekte gestörten räumlichen Impulsantwort der Dipolgruppe bereits durch einen recht einfachen Lösungsansatz möglich ist, stellt sich die Kalibrierung der durch weitere Effekte beeinträchtigten Mikrostreifenleitungsantenne grundsätzlich als diffiziler heraus. Die in diesem Abschnitt vorgestellten Möglichkeiten zur Bestimmung einer geeigneten Korrekturmatrix bieten jedoch für unterschiedliche Anforderungen geeignete Lösungen. Für den allgemein problematischeren Fall kleiner Antennengruppen liefern diese Verfahren bei einer nahezu beliebig anzunehmenden Anzahl von Referenzmessungen generell sehr stark überbestimmte Gleichungssysteme. Dazu wird auch in [86] qualitativ festgestellt, dass dieses Vorgehen bei kleinen Gruppen an Grenzen stößt. Nichtlineare Ansätze zur Kalibrierung oder Interpolation anstelle der einfachen Matrixmultiplikation könnten grundsätzlich die Zahl der Unbekannten deutlich erhöhen und würden dadurch zu einem geringeren Restfehler führen. Dieser Weg scheidet jedoch aus, weil dabei eine Abhängigkeit der Kalibrierung bzw. Interpolation von der Leistung der einfallenden Signale entstehen würde.

Mit diesen Betrachtungen schließt der Teil der Arbeit mit eher analytischen Untersuchungen zu den Eigenschaften von allgemeinen Gruppenkonfigurationen für aktive Antennen-

---

systeme ab. In den folgenden Kapiteln wird, mit Bezug auf die bisher erzielten Ergebnisse, der anwendungsspezifische Entwurf von Antennenkonfigurationen sowie die daraus erforderliche Vorverarbeitung der Antennensignale für verschiedene Beispiele vorgestellt und diskutiert.





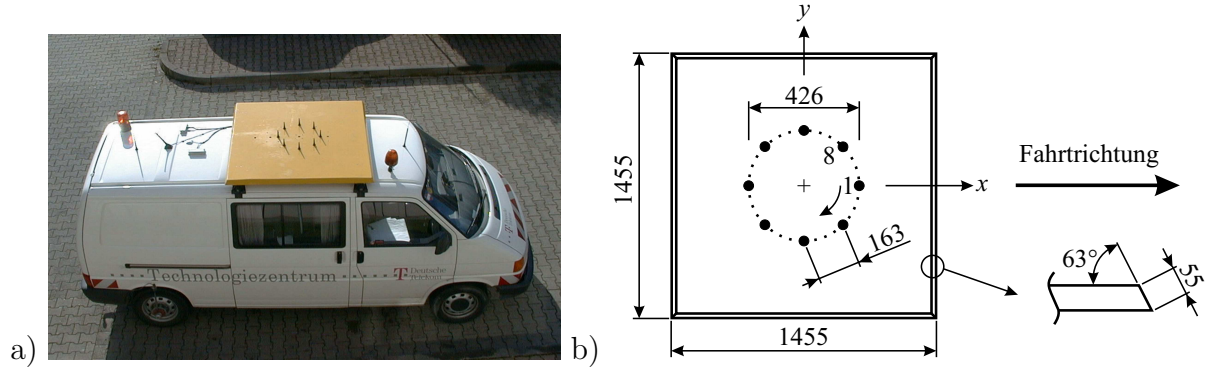
# Kapitel 5

## Monopol-Kreisgruppe zur Funkkanalmessung

Das Funkverteilungssystem Digital Video Broadcasting-Terrestrial (DVB-T), welches sich in Deutschland gegenwärtig in der flächendeckenden Einführung befindet, bildet primär die Nachfolge der analogen, terrestrischen Fernsehverbreitung. DVB-T bezeichnet die terrestrische, das heißt erdgebundene, Variante von DVB, die vor allem in verschiedenen europäischen Staaten als Standard für die Übertragung von digitalem Fernsehen und Hörfunk per Antenne verwendet wird. DVB beschreibt die standardisierten Verfahren zur Übertragung von digitalen Inhalten, wie z.B. Fernsehen, Radio oder andere Zusatzdienste, durch digitale Technik. Durch die Kombination mit anderen Funknetzen, wie z.B. UMTS, werden Angebote wie Video on Demand möglich, wobei dem DVB-T-System die Rolle einer breitbandigen Verbindung im Downlink zukommt.

Möglichkeiten und Grenzen des mobilen DVB-T-Empfangs sowie Planungsmethoden für die terrestrischen Sendernetze des DVB-T-Systems werden in [87] diskutiert. Demnach wird in der Regel der Einsatz von Richtantennen nötig sein, um die gewünschte Qualität des Empfangssignals zu erreichen. Zum stationären Empfang ist dies mit den bisher für den Empfang des analogen Fernsehens und Hörfunks verwendeten Richtantennen sehr gut möglich. Im Falle eines mobilen Teilnehmers, dessen Position sich relativ zur Basisstation permanent ändert, ist die Qualität des Empfangssignals durch geeignete Diversity- oder Diagrammformungs-Algorithmen sicherzustellen. Eine wesentliche Rolle spielen dabei die Kanaleigenschaften, welche neben den Laufzeiten und Leistungen der Pfade auch die ihnen zuzuordnenden Einfallsrichtungen der Wellen am Empfangsort beinhalten. Die Kenntnis dieser Größen dient zum besseren Verständnis der Ausbreitungsmechanismen im Mobilfunkkanal und ist darüber hinaus notwendig, um die bei der Funknetzplanung verwendeten Wellenausbreitungsmodelle zu validieren.

Im Rahmen der in [88] beschriebenen Untersuchungen der Deutschen Telekom AG wurde eine flächendeckende Messkampagne im südlichen Rhein-Main-Gebiet zwischen Mainz, Frankfurt und Darmstadt durchgeführt. Für die Messung wurden seitens der Basisstation



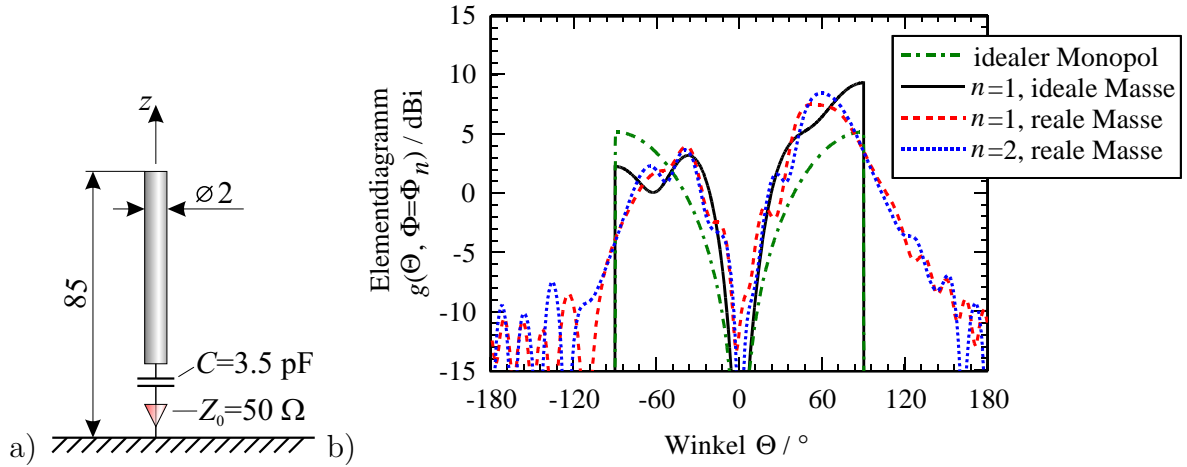
**Bild 5.1:** Die zur Kanalmessung verwendete Kreisgruppe aus acht Monopolen: a) montiert auf dem Testfahrzeug der Deutschen Telekom AG und b) Skizze mit Koordinatensystem und Nummerierung der Elemente.

zwei vertikal polarisierte Sendeantennen in einer Höhe von 35 m und mit einem horizontalen Abstand von 8 m verwendet. Der mobile Empfänger wurde mit der in Bild 5.1 a) gezeigten Kreisgruppe aus acht Monopolen auf dem Dach eines Messfahrzeuges betrieben. Die Kanalmessung erfolgte bei einer Trägerfrequenz von 920 MHz und einer Bandbreite von 8 MHz mit dem Channel-Sounder RUSK XA. Dieses Messsystem ist in verschiedenen Ausführungen kommerziell verfügbar und erlaubt die Aufzeichnung komplexwertiger und zeitvarianter Impulsantworten [39].

Gegenstand der im Folgenden beschriebenen Untersuchungen ist die Kalibrierung der Kreisgruppe sowie die Betrachtung unterschiedlicher Ansätze zur Schätzung von Laufzeiten und Richtungen der empfangenen Pfade. Dazu werden unterschiedliche Ansätze der Parameterschätzung zusammen mit Ergebnissen zur Kalibrierung in den folgenden Abschnitten dieses Kapitels diskutiert. Zunächst erfolgt jedoch die Betrachtung der Eigenschaften der verwendeten Antennengruppe.

## 5.1 Eigenschaften der Monopol-Kreisgruppe

Die zur Durchführung der Messung auf der Empfängerseite verwendete Monopol-Kreisgruppe besteht aus acht Monopolen vom Typ Euroline K 70 54 64 der Firma Kathrein. Die Monopole sind, wie in der Skizze in Bild 5.1 b) gezeigt, jeweils im Abstand von 163 mm zum Nachbarelement angeordnet. Bei der Mittenfrequenz von 920 MHz entspricht dies einem Elementabstand von  $d = \lambda/2$ . Der Durchmesser der Gruppe folgt somit zu  $\varnothing = d / \sin 22.5^\circ = 1.306\lambda = 426$  mm. Die Kantenlänge der als Massefläche verwendeten quadratischen Metallplatte ist mit  $4.46\lambda = 1455$  mm gegeben. Der Abstand der Monopole zur Kante der Platte ist also kleiner als das Zweifache der Freiraumwellenlänge  $\lambda$ . Darum wird zunächst der Einfluss der endlichen Massefläche auf die Elementdiagramme quantifiziert. Dies erfolgt durch die Auswertung eines Simulationsmodells mit Hilfe des Simulationswerkzeuges CST Microwave Studio. Das Modell besteht aus acht ideal leitenden Zylindern mit den der



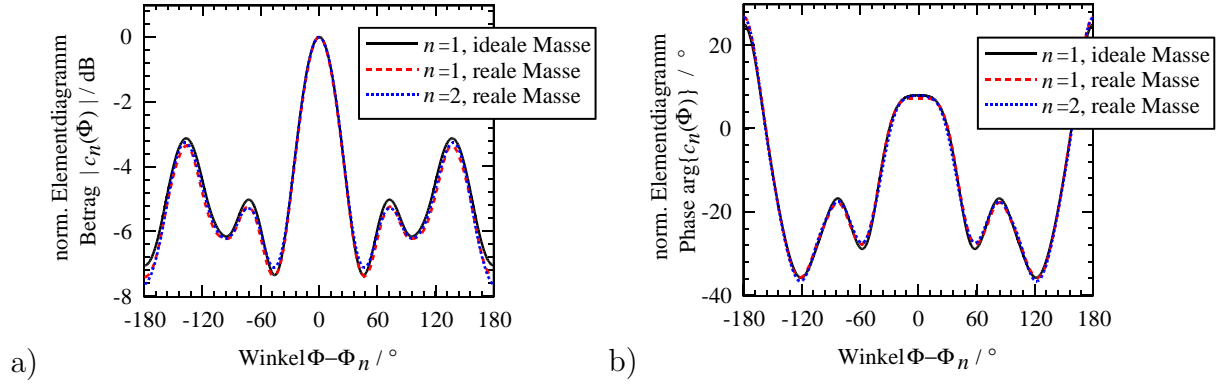
**Bild 5.2:** a) Simulationsmodell der verwendeten Monopole und b) Simulationsergebnis für das Elementdiagramm in Elevation  $g(\Theta, \Phi = \Phi_n)$  für die Fälle unendlicher (idealer) und endlicher (realer) Massefläche mit der Unterscheidung der Elementediagramme nach ungerader ( $n = 1$ ) und gerader ( $n = 2$ ) Ordnungsnummer, sowie das Elevationsdiagramm eines idealen Monopols.

Skizze in Bild 5.2 a) zu entnehmenden Abmessungen. Die Elemente werden von diskreten Quellen mit einer Quellimpedanz von  $50 \Omega$  in Serie zu einem Anpasskondensator mit einer Kapazität  $C = 3.5 \text{ pF}$  gespeist. Die Berechnung der Elementdiagramme erfolgt dann sowohl unter der Annahme einer unendlich ausgedehnten Massefläche als auch für den Fall der während der Messung verwendeten endlichen Metallplatte, entsprechend der Skizze in Bild 5.1 b). Die aus den Simulationen resultierenden Elevationsschnitte des Elementdiagramms  $g(\Theta, \Phi = \Phi_n)$  der Monopole sind in Bild 5.2 b) gezeigt.

Bedingt durch die Verkopplung zeigt sich wie erwartet in allen betrachteten Fällen eine deutliche Abweichung der Elementdiagramme vom Diagramm des idealen  $\lambda/4$ -Monopols, welcher nach [6] durch

$$g_{\text{id}}(\Theta) = \begin{cases} \sqrt{3.28} \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \Theta)}{\sin(\Theta)} & \text{für } 0 \leq \Theta \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (5.1)$$

gegeben ist. Erfolgt die Berechnung für die Kreisgruppe mit idealer, d.h. unendlich ausgedehnter Massefläche, dann sind die Elevationsschnitte für alle  $n = 1 \dots 8$  identisch. Durch die Kopplung mit den anderen Gruppenelementen entsteht eine Verschiebung des Direktivitätsmaximums in die Richtung  $\Phi_n$ , welche der Lage des Elementes innerhalb der Gruppe entspricht. Die Verkleinerung der Massefläche auf die tatsächlichen Abmessungen hat weiterhin eine Verschiebung des Maximums von  $\Theta = 90^\circ$  nach  $\Theta \approx 60^\circ$  zur Folge. Dabei ist kaum ein Unterschied zwischen dem ersten Element ( $n = 1$ ) und dem zweiten Element ( $n = 2$ ) zu beobachten, obwohl diese nach der Skizze in Bild 5.1 b) unterschiedlich weit von der Kante der Metallplatte entfernt sind. Aufgrund der Symmetrie weisen die Elemente mit



**Bild 5.3:** Simulationsergebnis der aktiven normierten Azimutdiagramme nach a) Betrag und b) Phase für die Fälle unendlicher (idealer) und endlicher (realer) Massefläche mit der Unterscheidung der Elementdiagramme nach ungerader ( $n = 1$ ) und gerader ( $n = 2$ ) Ordnungsnummer.

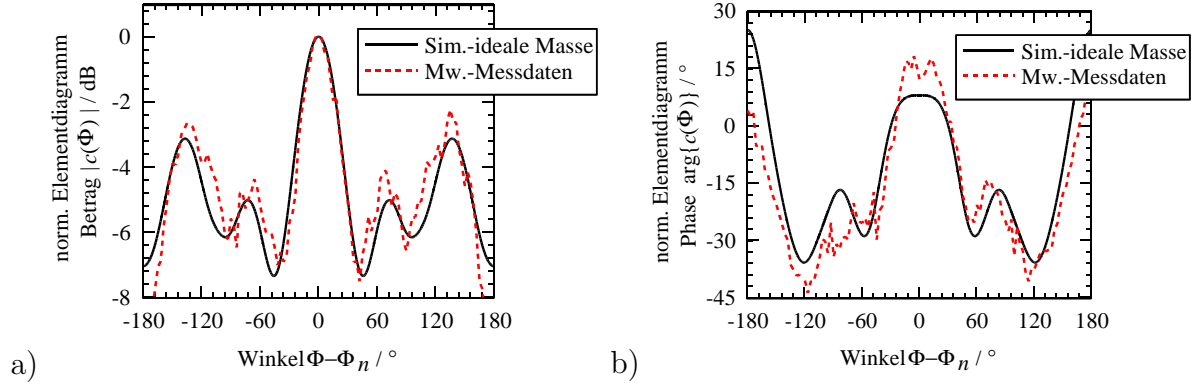
jeweils gerader und ungerader Ordnungsnummer identische Diagramme für den betrachteten Elevationsschnitt auf, so dass hier nur die ersten beiden Elemente zu vergleichen sind. Die geringe Abweichung zwischen den Elementdiagrammen der Elemente mit gerader und ungerader Ordnungsnummer zeigt sich auch in den normierten Azimutdiagrammen in Bild 5.3. Bemerkenswert ist weiterhin, dass die normierten Azimutdiagramme für den Fall der unendlich ausgedehnten Massefläche und der endlichen, realen Massefläche sowohl im Betrag als auch in der Phase sehr gut miteinander übereinstimmen. Aus diesen Berechnungen folgt, dass der Einfluss der endlichen Massefläche zwar in den Elevationsdiagrammen deutlich wird, in der für die Kanalmessung relevanten Azimutebene jedoch als gering einzustufen ist. Das aktive Azimutdiagramm eines Elementes wird somit im Wesentlichen durch die Verkopplung der Elemente bestimmt.

Da der Abstand zwischen dem Messfahrzeug und der Basisstation während der Kanalmessung groß im Vergleich zur Höhendifferenz zwischen Basisstation und Messfahrzeug ist, wird davon ausgegangen, dass der Welleneinfall im Wesentlichen aus niedrigen Elevationen, d.h. aus  $\Theta \approx 90^\circ$  erfolgt. Für die Kalibrierung der Antenne wurden daher von der Deutschen Telekom Referenzmessungen der aktiven Elementdiagramme in  $3^\circ$ -Schritten für den gesamten Azimutbereich durchgeführt. Der Verlauf des geometrischen Mittelwertes

$$\bar{g}_{mess} = \sqrt[8]{\prod_{n=1}^8 g_{mess,n}(\Phi - \Phi_n)} \quad (5.2)$$

der gemessenen Azimutdiagramme ist zusammen mit den zuvor diskutierten Simulationsergebnissen in Bild 5.4 gezeigt. Sowohl für den Verlauf des Betrags als auch der Phase zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen den gemessenen und den berechneten Verläufen.

Aus den aktiven Elementdiagrammen der Monopol-Kreisgruppe erfolgt nun die Bestimmung der Richtungsempfindlichkeit der Antenne. Unter der Annahme, dass die Gruppen-



**Bild 5.4:** Vergleich des aktiven normierten Azimutdiagramms nach a) Betrag und b) Phase von dem geometrischen Mittel der Messungen und der Simulation mit unendlicher Massefläche.

elemente als ideale Monopole, mit den Elementdiagrammen aus Gleichung 5.1, betrachtet werden können, ist die ideale Richtungsempfindlichkeit der Gruppe, analog zur Lösung für den Fall der Gruppe aus HERTZ'schen-Dipolen in Gleichung C.54, durch den Ausdruck

$$R = 4 \cdot N \cdot 3.28 \cdot \left(\frac{\rho}{\lambda}\right)^2 \cdot \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \Theta\right) \cdot \left(\frac{1}{4} \frac{\sin^2(2\Theta)}{\sin^4 \Theta} \dot{\Theta}^2 + \dot{\Phi}^2\right) \quad (5.3)$$

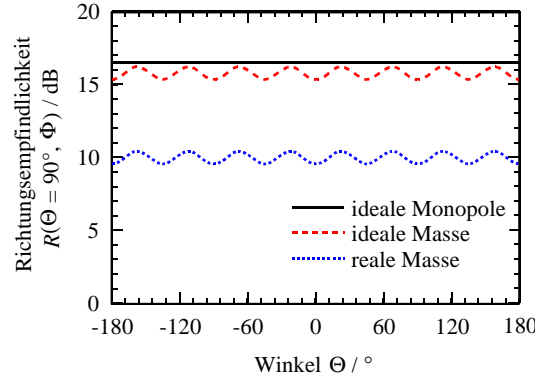
gegeben. Im vorliegenden Fall der Schätzung des Azimutwinkels  $\Phi$ , d.h.  $\xi = \Phi$ ,  $\dot{\Theta} = 0$  und  $\dot{\Phi} = 1$ , in der Ebene  $\Theta = 90^\circ$  vereinfacht sich dieser Ausdruck zu

$$R = 4 \cdot N \cdot 3.28 \cdot \left(\frac{\rho}{\lambda}\right)^2 \quad (5.4)$$

Für die Gruppe aus  $N = 8$  Elementen auf dem Kreis mit dem Radius  $\rho = 0.653\lambda$  folgt dann unabhängig vom Azimutwinkel  $\Phi$  eine Richtungsempfindlichkeit von  $R = 44.76 \hat{=} 16.5$  dB. Die Ergebnisse der Richtungsempfindlichkeit unter Berücksichtigung der Verkopplung mit idealer und realer Massefläche in Bild 5.5 zeigen, dass nur eine geringe Winkelabhängigkeit durch die aktiven Elementdiagramme entsteht. Von größerer Bedeutung ist die Verringerung der Empfindlichkeit durch das im Fall der endlichen Massefläche verschobene Maximum der Elementdiagramme. Der dem Bild 5.2 zu entnehmende Abfall um etwa 9.3 dB gegenüber dem Fall einer unendlich ausgedehnten Massefläche wirkt sich demnach nachteilig auf die erreichbare Richtungsempfindlichkeit des Antennensystems aus, ist jedoch aufgrund der vorgegebenen mechanischen Randbedingungen unvermeidbar.

## 5.2 Verfahren zur Schätzung der Kanalparameter

Für die Schätzung der gesuchten Parameter des Funkkanals werden vorzugsweise die in Abschnitt 2.3 zur Richtungsschätzung vorgestellten, hochauflösenden Unterraumverfahren verwendet. Unabhängig von der Struktur der Daten ist dazu der MUSIC-Algorithmus



**Bild 5.5:** Richtungsempfindlichkeit von Kreisgruppen aus  $N = 8$  idealen Monopolen bzw. verkoppelten Monopolen unter Berücksichtigung einer idealen, unendlich ausgedehnten und einer realen, endlichen Massefläche.

einsetzbar, welcher hier aufgrund der durchzuführenden parametrischen Suche der unbekannten Größen die rechenintensivere Lösung ist. Liegen die Daten dagegen mit einer VANDERMONDE-Struktur vor, so wird der Einsatz der effizienteren Algorithmen Root-MUSIC und ESPRIT möglich. Dabei würde hier letzterer aufgrund der geschlossen durchführbaren Lösung bevorzugt. Da ESPRIT zur Berechnung der Einfallsrichtung im Zusammenhang mit einer Kreisgruppenantenne durch die ungeeignete Datenstruktur der räumlichen Impulsantwort nicht ohne weiteres anwendbar ist, erfolgt die Parameterschätzung in dem ersten Lösungsansatz durch ein mit MUSIC kombiniertes Vorgehen. Weiterhin wird die Verwendung von Transformations- bzw. Interpolationsverfahren untersucht, welche eine VANDERMONDE-Struktur der räumlichen Impulsantwort erzeugen bzw. approximieren. Da bei diesen Untersuchungen die prinzipiellen Verfahren zur Schätzung der Kanalparameter mit der vorgegebenen Antennenstruktur im Vordergrund stehen, soll von einem idealisierten rauscharmen Fall ausgegangen werden.

In der klassischen Kanal- bzw. Echoschätzung spielt die Pfadlaufzeit die wesentliche Rolle. Ausgangspunkt der hier durchgeführten Berechnungen ist darum ein Signalmodell, welches neben den Richtungen der einfallenden Signale am Empfangsort auch eine Information über die Pfadlaufzeit enthält. Die zeit- und richtungsabhängige Impulsantwort der Gruppe ist demnach durch

$$h_n(t, t_q) = \sum_{p=1}^P a_p(t_q) \cdot h_n(\Phi_p) \cdot \delta(t - \tau_p) \quad (5.5)$$

gegeben. Jeder der  $P$  Pfade wird durch die Pfadlaufzeit  $\tau_p$ , die Einfallsrichtung  $\Phi_p$  in der räumlichen Impulsantwort des Gruppenelementes  $h_n(\Phi)$  und eine komplexe Streufunktion  $a_p(t_q)$  beschrieben. Diese erfasst die Auswirkungen von Nahfeldstreuungen aus der Umgebung der Empfangsstation durch einen stationären, mittelwertfreien, normalverteilten und unkorrelierten Zufallsprozess. Weiterhin können je nach Ausbreitungssituation auch determinierte Anteile zu der Streufunktion beitragen [39].

Die einzelnen Kanalbeobachtungen erfolgen jeweils zu den Zeitpunkten  $t_q$ . Während jeder

dieser  $Q$  Momentaufnahmen werden  $L$  Abtastwerte mit dem Abtastintervall  $T$  aufgenommen. Die anschließende diskrete FOURIER-Transformation der Länge  $L$  führt dann zum diskreten Spektrum der Daten

$$h_n(t, t_q) \circ \bullet \quad \mathring{h}_n(l, t_q) = \sum_{p=1}^P a_p(t_q) \cdot h_n(\Phi_p) \cdot z_p^l, \quad (5.6)$$

wobei der Kreis über einer Variablen im Folgenden Spektralgrößen kennzeichnen wird. In diesem Ausdruck ist bereits berücksichtigt, dass die Transformation der Delta-Distribution zu einer Exponentialfunktion führt:

$$\delta(t - \tau_p) \circ \bullet \quad e^{-j2\pi\tau_p l/LT} = z^l(\tau_p) = z_p^l. \quad (5.7)$$

Die so bestimmten  $N$  Spektren liegen zunächst für jede Momentaufnahme in der Matrix

$$\mathring{\mathbf{H}}_q = \begin{bmatrix} \mathring{h}_1(1, t_q) & \cdots & \mathring{h}_1(L, t_q) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathring{h}_N(1, t_q) & \cdots & \mathring{h}_N(L, t_q) \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

mit der Dimension  $N \times L$  vor. Durch Vektorisierung der Matrix, d.h. durch Anwendung des  $\text{vec}\{\cdot\}$ -Operators, werden die Matrixelemente für die weitere Verarbeitung spaltenweise als Vektor zusammengefasst:

$$\mathring{\mathbf{h}}_q = \text{vec}\{\mathring{\mathbf{H}}_q\} = [\mathring{h}_1(1, t_q), \dots, \mathring{h}_1(L, t_q), \dots, \mathring{h}_N(1, t_q), \dots, \mathring{h}_N(L, t_q)]^T. \quad (5.9)$$

Dessen Aufbau ist wiederum kompakt durch das KRONECKER-Produkt  $\otimes$  aus der räumlichen Impulsantwort der Gruppe  $\mathbf{h}(\Phi_p)$  und dem Vektor

$$\mathbf{z}(\tau_p) = [z_p^0, z_p, z_p^2, \dots, z_p^{L-1}]^T \quad (5.10)$$

auszudrücken:

$$\mathring{\mathbf{h}}_q = \sum_{p=1}^P a_p(t_q) \cdot \mathbf{h}(\Phi_p) \otimes \mathbf{z}(\tau_p). \quad (5.11)$$

Die Vektoren aus den  $Q$  Momentaufnahmen bilden die Datenmatrix

$$\mathring{\mathbf{H}} = [\mathring{\mathbf{h}}_1, \mathring{\mathbf{h}}_2, \dots, \mathring{\mathbf{h}}_Q], \quad (5.12)$$

welche auch als System von  $L \cdot N$  Zeilenvektoren der Länge  $Q$  zu betrachten ist. Der GRAM'schen Matrix dieses Systems

$$\mathbf{R} = \mathring{\mathbf{H}}\mathring{\mathbf{H}}^H = \sum_{q=1}^Q \mathring{\mathbf{h}}_q \mathring{\mathbf{h}}_q^H \quad (5.13)$$



kommt die Rolle der üblicherweise für die Parameterschätzung auszuwertenden Kovarianzmatrix zu.

Die Verfahren zur Parameterschätzung sind prinzipiell auf jede Momentaufnahme separat anwendbar. Durch den zufälligen Charakter von  $a_p(t_q)$  ist es jedoch vorteilhaft, mehrere Momentaufnahmen für die Auswertung zu verwenden, solange davon auszugehen ist, dass bei allen Momentaufnahmen die gleichen Pfadlaufzeiten und der gleiche Einfallswinkel vorliegen. Durch diese angenommene statistische Unabhängigkeit der Koeffizienten  $a_p(t_q)$  sind kohärente Pfade weitestgehend ausgeschlossen und der Rang der Matrix  $\mathbf{R}$  wird mit einer Wahrscheinlichkeit nahe Eins der Anzahl der auftretenden Pfade  $P$  entsprechen. Um dieses quasi-stationäre Verhalten des Funkkanals zu gewährleisten, ist die Anzahl der Momentaufnahmen  $Q$  so zu beschränken, dass der Empfänger während dieser Messung eine Wegstrecke von maximal einigen zehn Wellenlängen  $\lambda$  zurücklegt. Nur unter diesen Randbedingungen ist die Gültigkeit dieses Signalmodells sichergestellt [39]. Da die Gruppe aus einer geraden Anzahl von Elementen besteht, ist die Stabilität der Schätzung bezüglich auftretender kohärenter Pfade darüber hinaus durch die in Kapitel 2.3 beschriebene Technik der Vorwärts-Rückwärtsmittelung zu verbessern. Dazu ist die Indizierung der Kreisgruppenelemente aus dem Bild 5.1 b) so anzupassen, wie es schematisch in Bild 2.9 b) gezeigt ist.

Analog zur Beschreibung der Unterraumverfahren für die hochauflösende Richtungsschätzung in Abschnitt 2.3.2 wird die Eigenwertzerlegung von  $\mathbf{R}$  für den rauscharmen Fall  $P$  große Eigenwerte und  $LN - P$  kleine Eigenwerte liefern. Die den  $P$  großen Eigenwerten zugeordneten Eigenvektoren spannen den Signalraum  $\mathbf{U}_S$  auf, während die übrigen Eigenvektoren den Rausraum  $\mathbf{U}_R$  bilden.

Um die gesuchten Kanalparameter ausschließlich mit dem MUSIC-Verfahren zu bestimmen, ist eine zweidimensionale Suche nach den Maximalwerten des MUSIC-Spektrums

$$P(\Phi, \tau) = \frac{1}{|(\mathbf{h}(\Phi) \otimes \mathbf{z}(\tau))^H \cdot \mathbf{U}_R|^2}. \quad (5.14)$$

und beiden zugehörigen Kanalparametern  $\Phi$  und  $\tau$  durchzuführen. Dabei wird die Tatsache ausgenutzt, dass die Vektoren  $\mathbf{h}(\Phi_p) \otimes \mathbf{z}(\tau_p)$  orthogonal zum Rausraum  $\mathbf{U}_R$  sind.

Aus dem diskreten Spektrum  $\mathring{\mathbf{h}}_q$  der Gruppe ist jedoch ersichtlich, dass im Spektralbereich durch den Vektor  $\mathbf{z}(\tau_p)$  eine VANDERMONDE-Struktur vorliegt. Diese Tatsache wird hier ausgenutzt, um unter Verwendung der Auswahlmatrizen

$$\mathbf{S}_{\tau 1} = \mathbf{I}_N \otimes \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{L-1} \\ \mathbf{0}_T \end{bmatrix} \quad \mathbf{S}_{\tau 2} = \mathbf{I}_N \otimes \begin{bmatrix} \mathbf{0}_T \\ \mathbf{I}_{L-1} \end{bmatrix}, \quad (5.15)$$

welche jeweils die ersten und die letzten  $n(L-1)$  Elemente, mit  $(n = 1 \dots N)$ , eines Vektors extrahieren, die Gleichung

$$\mathbf{S}_{\tau 2} \mathring{\mathbf{h}}_q = \mathbf{S}_{\tau 1} \mathring{\mathbf{h}}_q \cdot z_p. \quad (5.16)$$



zu formulieren. Dieser Zusammenhang wird zur Berechnung der gesuchten Pfadlaufzeiten  $\tau_p$  mit dem geschlossen lösaren ESPRIT-Verfahren verwendet. Dazu wird die Prädiktormatrix  $\mathbf{B}_\tau$  mit den Auswahlmatrizen aus dem Signalraum  $\mathbf{U}_S$  und durch Bildung der Pseudoinversen von  $\mathbf{S}_{\tau_1}\mathbf{U}_S$  berechnet:

$$\mathbf{B}_\tau = (\mathbf{S}_{\tau_1}\mathbf{U}_S)^\dagger \mathbf{S}_{\tau_2}\mathbf{U}_S. \quad (5.17)$$

Die Eigenwerte der Prädiktormatrix entsprechen den gesuchten Werten  $z_p$ , aus denen die Pfadlaufzeiten entsprechend der Gleichung 5.7 folgen:

$$\boldsymbol{\tau} = [\tau_1, \dots, \tau_P]^\text{T} = -\frac{LT}{2\pi} \ln(\text{eig}(\mathbf{B}_\tau)). \quad (5.18)$$

Da nun Schätzwerte für die Pfadlaufzeiten  $\tau_p$  und somit auch für die Vektoren  $\mathbf{z}(\tau_p)$  vorliegen, ist es möglich, die Richtungsschätzung mit einer deutlich weniger aufwendigen eindimensionalen Parametersuche durchzuführen. Dazu wird für jede Pfadlaufzeit ein zugehöriger Rauschraum

$$\mathbf{U}_{R,p} = (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{z}(\tau_p)^H) \cdot \mathbf{U}_R \quad (5.19)$$

mit verringerter Dimension bestimmt. Die gesuchten Einfallrichtungen sind dann aus den Maxima der Spektren

$$P_p(\Phi) = \frac{1}{|\mathbf{h}^H(\Phi) \cdot \mathbf{U}_{R,p}|^2}. \quad (5.20)$$

zu ermitteln.

Um eine zeitintensive Parametersuche nach dem MUSIC-Verfahren auch für die Richtungsschätzung umgehen zu können, wird die Verwendung einer geeigneten Transformation oder Interpolation zur Schätzung dieses Kanalparameters betrachtet. Dadurch wird es möglich, die vorteilhafte VANDERMONDE-Struktur ebenfalls für den Anteil des Datenvektors zu erhalten, der die räumliche Impulsantwort der Gruppe beinhaltet. Dementsprechend ist dann die Schätzung beider Parameter in Anlehnung an das ESPRIT-Verfahren oder den effizienten Root-MUSIC-Algorithmus möglich, wie beispielsweise in [89] für eine lineare Gruppenantenne und in [142] für die Kreisgruppe beschrieben.

Die in Anhang D detaillierter beschriebene Transformation nutzt die Tatsache, dass sowohl die Gewichtungsfunktion als auch das Fernfelddiagramm einer Kreisapertur periodisch und daher vorteilhaft durch eine FOURIER-Reihe auszudrücken sind. Die Transformation der räumlichen Impulsantwort der Kreisgruppe mit der Matrix  $\mathbf{T}_M$  aus der Gleichung D.27 führt dann auf das Modenspektrum der Impulsantwort

$$\mathbf{h}_M(\Phi) = \mathbf{T}_M \cdot \mathbf{h}(\Phi) = [e^{-jM\Phi}, \dots, e^{jM\Phi}]^\text{T}, \quad (5.21)$$

welche im Weiteren als modale Impulsantwort bezeichnet wird. Diese Transformation ist streng genommen eine Näherung und im Anhang daher an den entsprechenden Stellen als solche gekennzeichnet. Die Dimension der modalen Impulsantwort  $\mathbf{h}_M$  ist  $N_M \times 1$ , wobei

die Zahl der Vektoreinträge  $N_M = 2M + 1$  durch die Anzahl der berücksichtigten Moden festgelegt ist. Bei Verwendung der Kreisgruppe mit dem Radius  $\rho = 0.6533\lambda$  sind zunächst

$$M = k\rho = 2\pi \cdot 0.6533 = 4.1 \quad (5.22)$$

Moden zu berücksichtigen. Damit die durch die Abtastung der Apertur auftretenden Aliasing-Störterme vernachlässigbar sind, ist die Anzahl Gruppenelemente

$$N > 2k\rho = 8.2 \quad (5.23)$$

zu wählen. Da die für die Messung eingesetzte Gruppenantenne aus nur  $N = 8$  Elementen besteht und nicht explizit für die Anwendung dieser Transformation ausgelegt ist, wird diese Abtastbedingung nicht exakt erfüllt. Daher erfolgt die Festlegung der Anzahl der berücksichtigbaren Moden nach Gleichung D.13 aus der Anzahl der Elemente und dem Gruppenradius zu

$$M < N - k\rho = 3.9 \rightarrow M = 3. \quad (5.24)$$

Die modale Impulsantwort der Gruppe nach Gleichung 5.21 setzt sich somit aus

$$N_M = 2M + 1 = 7 \quad (5.25)$$

Elementen zusammen, was den Verlust eines Elements gegenüber der Originalanordnung bedeutet. Wie auch in [90] festgestellt wird, hätte die Verwendung des nächst höheren Modes bereits deutliche Fehler zur Folge. Die Ursache dafür liegt in dem Auftreten eines vernachlässigten Störterms aus der Näherung in Gleichung D.17 auf der Antidiagonalen von  $\mathbf{T}_M$ .

Zur Transformation der aufgezeichneten Daten wird zunächst die Matrix

$$\mathring{\mathbf{H}}_{M,q} = \mathbf{T}_M \cdot \mathring{\mathbf{H}}_q. \quad (5.26)$$

berechnet, aus der analog zu den Gleichungen 5.8 und 5.9 durch spaltenweise Anordnung der neue Datenvektor  $\mathring{\mathbf{h}}_{M,q}$  zu erzeugen ist.

Entsprechend den in Kapitel 4 diskutierten Kalibrier- und Interpolationsverfahren ist auch bei dieser Transformation davon auszugehen, dass es sich durch die nicht eingehaltene Abtastbedingung um eine fehlerbehaftete Abbildung handelt. Die Untersuchung der Transformationseigenschaften zeigt jedoch, dass mit diesem Vorgehen dasselbe Ergebnis wie mit dem in Abschnitt 4.2.3 diskutierten Verfahren zur linearen Interpolation der räumlichen Impulsantwort einer Antennengruppe erhalten wird. Daher entspricht diese Transformation der Lösung im Sinne des kleinsten quadratischen Fehlers  $\delta$  aus Gleichung 4.28 für den gesamten betrachteten Winkelbereich.

Zur Verringerung der auftretenden Fehler wird, alternativ zu der vorgestellten Transformation, die Verwendung einer linearen Interpolation nach dem modifizierten HYBERG-Verfahren untersucht. Das Vorgehen entspricht dabei dem in Abschnitt 4.3.2 vorgestellten Verfahren zur Kalibrierung der Eigenstruktur unter Verwendung der Zuordnungen

$$\mathbf{C}_l^H \rightarrow \mathbf{T}_M, \quad \mathbf{\tilde{u}} \rightarrow \mathbf{h}/|\mathbf{h}|, \quad \mathbf{\hat{u}} \rightarrow \mathbf{h}_M/|\mathbf{h}_M|. \quad (5.27)$$

Nach der Transformation oder Interpolation der gemessenen Daten erfolgen die Berechnung der Matrix  $\mathbf{R}$ , die Eigenwertbetrachtung sowie die Bestimmung der Pfadlaufzeiten analog zu dem Vorgehen in dem ersten Ansatz zur Parameterbestimmung. Lediglich die Anzahl der Gruppenelemente  $N$  ist durch die Länge  $N_M$  des Vektors  $\mathbf{h}_M$  zu ersetzen. In dem Datenvektor  $\mathbf{h}_{M,q}$  liegt nun auch für den Anteil der räumlichen Impulsantwort die VANDERMONDE-Struktur vor. Mit den Auswahlmatrizen

$$\mathbf{S}_{\Phi 1} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N_M-1} \\ \mathbf{0}_T \end{bmatrix} \otimes \mathbf{I}_L \quad \mathbf{S}_{\Phi 2} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_T \\ \mathbf{I}_{N_M-1} \end{bmatrix} \otimes \mathbf{I}_L, \quad (5.28)$$

welche die Extraktion der jeweils ersten und letzten  $(N_M - 1)l$  Elemente ( $l = 1 \dots L$ ) eines Vektors vornehmen, entsteht die Gleichung

$$\mathbf{S}_{\Phi 2} \mathbf{h}_{M,q} = \mathbf{S}_{\Phi 1} \mathbf{h}_{M,q} \cdot e^{j\Phi_p}. \quad (5.29)$$

Aus den Eigenwerten der Prädiktormatrix

$$\mathbf{B}_\Phi = (\mathbf{S}_{\Phi 1} \mathbf{U}_S)^\dagger \mathbf{S}_{\Phi 2} \mathbf{U}_S \quad (5.30)$$

folgen dann die gesuchten Richtungen der  $P$  auf die Kreisgruppe einfallenden Wellenfronten:

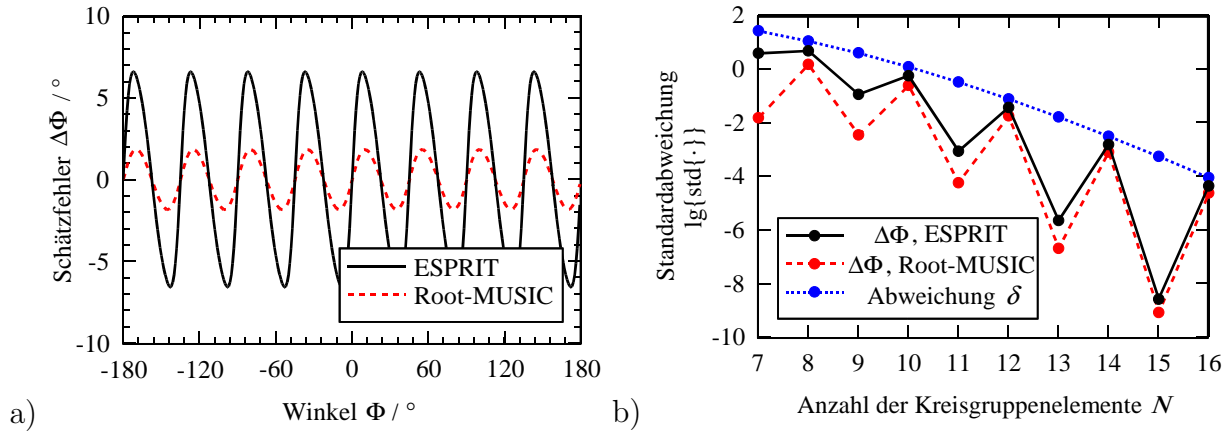
$$\Phi = [\Phi_1, \dots, \Phi_P]^T = -i \cdot \ln(\text{eig}(\mathbf{B}_\Phi)). \quad (5.31)$$

Damit sind die zwei betrachteten Verfahren zur Parameterschätzung mit einer als fehlerfrei angenommenen Kreisgruppenantennen prinzipiell umrissen. Im anschließenden Abschnitt erfolgt deren Anwendung im konkreten Zusammenhang mit der zur Messung verwendeten Kreisgruppenantenne und den zur Kalibrierung der Antenne ermittelten Messdaten.

## 5.3 Vergleich der Schätzverfahren

Da es sich sowohl bei dem MUSIC- als auch dem ESPRIT-Verfahren um erwartungstreue Schätzungen handelt, ist die Richtungs- und Pfadlaufzeitschätzung aus synthetischen und rauschfreien Daten grundsätzlich fehlerfrei möglich. Durch die Verwendung einer Transformation oder einer Interpolation zur Beschleunigung der Parameterschätzung ist jedoch mit dem Auftreten eines Fehlers bei der Richtungsschätzung zu rechnen. Die Schätzung der Pfadlaufzeit bleibt von dieser Vorverarbeitung der Daten unbeeinflusst, sodass hierbei weiterhin von Fehlerfreiheit auszugehen ist. Die Betrachtung der gemessenen Kalibrierdaten zeigt darüber hinaus, dass das Verhalten der Antennengruppe von dem der idealen Kreisgruppe abweicht. Auch daraus resultiert, abhängig von der Richtung einfallender Wellen, ein Schätzfehler, welcher durch eine geeignete Kalibrierung zu minimieren ist.

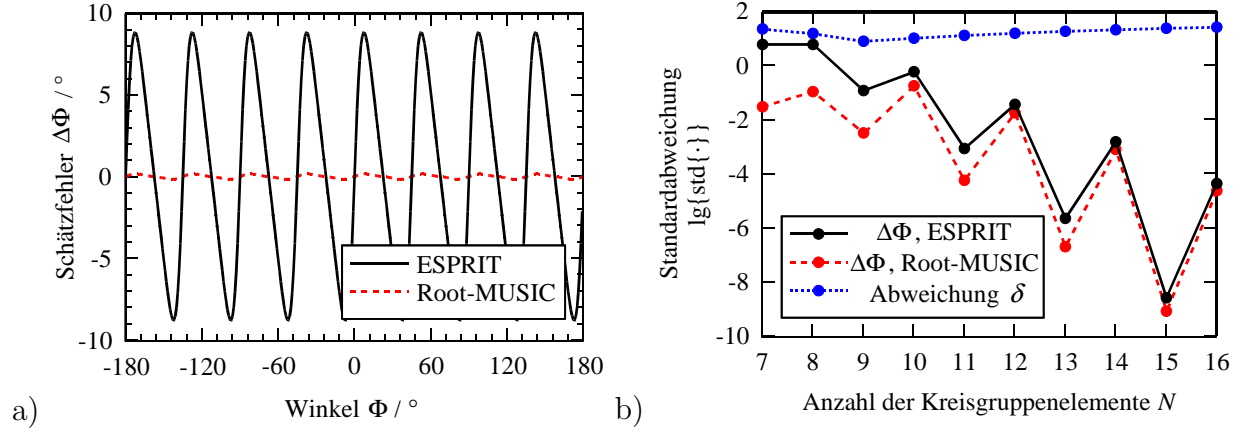
Neben dem eingesetzten Transformations- oder Interpolationsverfahren fließt in den resultierenden Schätzfehler  $\Delta\Phi$ , d.h. die Differenz zwischen tatsächlicher Einfallrichtung  $\Phi$



**Bild 5.6:** Schätzfehler durch die Transformation der räumlichen Impulsantwort einer Kreisgruppe mit dem Radius  $0.6533\lambda$  bei Verwendung verschiedener Winkelschätzverfahren: a)  $\Delta\Phi$  in Abhängigkeit vom Einfallswinkel für die Gruppe aus  $N = 8$  Elementen, b) Standardabweichung von  $\Delta\Phi$  für unterschiedliche Elementanzahl zusammen mit dem Unterschied der transformierten realen und der modalen Mannigfaltigkeit  $\delta$ .

und dem Schätzwert  $\tilde{\Phi}$ , auch das verwendete Schätzverfahren ein. Dies ist deutlich in dem Verlauf der Schätzfehler für das ESPRIT- und das Root-MUSIC-Verfahren in Bild 5.6 a) zu erkennen. Nach Anwendung der beschriebenen Transformation treten bei Verwendung des Root-MUSIC-Verfahrens Fehler von etwa  $\pm 2^\circ$  auf, während die Winkelschätzung mit dem ESPRIT-Verfahren Fehler von etwa  $\pm 6^\circ$  liefert. Die im Fall nur einer einfallenden Welle offensichtliche Regelmäßigkeit des Fehlerverlaufes lässt sich jedoch nicht als systematischer Schätzfehler berücksichtigen oder korrigieren, da die Winkelabhängigkeit des Fehlers im Fall mehrerer einfallender Wellenfronten anders aussehen wird. Aus der Tatsache, dass der Schätzfehler für den gezeigten Fall mit nur einer einfallenden Wellenfront bei Verwendung des ESPRIT-Verfahrens größer ist, folgt weiterhin, dass die Transformation einen größeren Fehler für den Signalraum verursacht. Da die Dimension des Rauschraumes im Fall einer einzigen einfallenden Welle deutlich größer als die des Signalraumes ist, kann davon ausgegangen werden, dass der kleinere Fehler bei der Verwendung eines MUSIC-Verfahrens durch die Mittelung über die Dimensionen des Rauschraumes entsteht.

Um den Einfluss der verletzten Abtastbedingung aus Gleichung 5.23 zu untersuchen, wird analog zur Gleichung 4.28 der Unterschied  $\delta$  zwischen der modalen und der transformierten räumlichen Impulsantwort für verschiedene Elementzahlen  $N$  ausgewertet. Für die Berechnungen wird der Radius der Gruppe konstant gehalten und die Anzahl der berücksichtigten Moden auf  $M = 3$  festgelegt. Der resultierende Verlauf von  $\delta$  als Funktion der Elementzahl  $N$  ist in Bild 5.6 b) gezeigt und es stellt sich ein erwarteter monotoner Abfall ein. Der resultierende Winkelschätzfehler  $\Delta\Phi$ , dessen Standardabweichung ebenfalls für das ESPRIT- und das Root-MUSIC-Verfahren und für verschiedene Elementzahlen  $N$  in Bild 5.6 b) gezeigt ist, verhält sich jedoch anders. Trotz verbesserter Annäherung zwischen transformierter realer und modaler Mannigfaltigkeit ist keine konstante Absen-

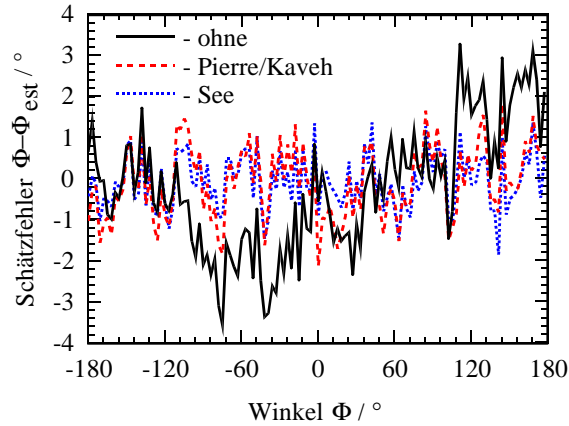


**Bild 5.7:** Schätzfehler durch die Interpolation der räumlichen Impulsantwort einer Kreisgruppe mit dem Radius  $0.6533\lambda$  bei Verwendung verschiedener Winkelschätzverfahren: a)  $\Delta\Phi$  in Abhängigkeit vom Einfallswinkel für die Gruppe aus  $N = 8$  Elementen, b) Standardabweichung von  $\Delta\Phi$  für unterschiedliche Elementanzahl zusammen mit dem Unterschied der transformierten realen und der modalen Mannigfaltigkeit  $\delta$ .

kung des Schätzfehlers festzustellen. Zwar sinkt der Fehler, jedoch werden für ungerade Elementanzahlen  $N$  deutlich geringere Schätzfehler erreicht. Besonders bemerkenswert ist die Tatsache, dass die Verwendung von nur sieben Elementen bei unverändertem Gruppenradius, also vergrößertem Elementabstand, zu einem kleineren Schätzfehler durch die Transformation führen würde. Weiterhin zeigt sich, unabhängig von der Anzahl der verwendeten Elemente, dass mit dem Root-MUSIC-Verfahren deutlich geringere Fehler als mit dem ESPRIT-Verfahren entstehen.

Analog zu den für die Transformation durchgeführten Betrachtungen erfolgt die Bewertung der Interpolation. Der Einfluss des Winkelschätzfehlers auf das Optimierungsproblem wird dabei durch den Gewichtungsfaktor  $\nu$  nach Gleichung 4.60 festgelegt. Die Berechnungen zeigen, dass sich die Ergebnisse der Interpolation erst dann deutlich von der Transformation unterscheiden, wenn  $\nu$  zwischen 0.9 und 1 liegt. Entsprechend den Untersuchungen in [84] stellt dies bei der Berechnung der Interpolationsmatrix keine Probleme dar, da die Matrix  $\mathbf{M}$  in Gleichung 4.65 auch bei der Wahl von Gewichtungsfaktoren nahe 1 gut konditioniert und die Berechnung der Pseudo-Inversen möglich ist. Für die folgenden Betrachtungen ist der Gewichtungsfaktor auf  $\nu = 0.999$  festgelegt. Der in Bild 5.7 a) gezeigte resultierende Schätzfehler bei Verwendung des Root-MUSIC-Verfahrens wird dann mit Werten unterhalb  $\pm 0.17^\circ$  ausreichend klein. Bei der Winkelschätzung mit dem geschlossen lösbaeren ESPRIT-Verfahren vergrößert sich dieser Fehler jedoch noch deutlich gegenüber dem Ergebnis bei Verwendung der Transformation.

Der Vergleich der Standardabweichungen des aus der Transformation und der Interpolation resultierenden Schätzfehlers für unterschiedliche Elementanzahlen  $N$  in den Bildern 5.6 b) und 5.7 b) zeigt nur für kleine  $N$  einen nennenswerten Unterschied. Für den Bereich  $N \geq 10$  ist dagegen kaum eine Verbesserung der Schätzung erkennbar. Die Auswertung des Unter-



**Bild 5.8:** Winkelschätzfehler in Abhängigkeit von der tatsächlichen Einfallsrichtung vor und nach der Kalibrierung mit den Verfahren nach PIERRE & KAVEH und SEE.

schiedes zwischen der interpolierten realen Mannigfaltigkeit zeigt einen nahezu konstanten Verlauf von  $\delta$  für steigende Elementzahlen  $N$ . Daraus folgt unmittelbar, dass die Verwendung des Interpolationsverfahrens für Kreisgruppen mit kleinen Elementabständen sogar nachteilig sein kann, da die veränderte Struktur des Signal- und Rauschraumes in Fällen mit mehreren einfallenden Signalen unter Umständen zu einer Vergrößerung des Schätzfehlers führt.

Vor der Anwendung hochauflösender Verfahren zur Parameterschätzung aus gemessenen Sensorsignalen ist im Allgemeinen die in Kapitel 4 mit verschiedenen Ansätzen vorgestellte Kalibrierung der Sensorgruppe notwendig. Diese ist zunächst unabhängig von der Transformation bzw. Interpolation durchführbar. Wie die folgenden Ergebnisse zeigen werden, ist jedoch auch die Kombination beider Vorverarbeitungsschritte zweckmäßig.

Zur Kompensation der Fehler in dem realen Antennensystem kommen die in Kapitel 4.3 erläuterten Verfahren der Kalibrierung der Eigenstruktur zum Einsatz. Die Datenbasis dafür wird aus den bereits im ersten Abschnitt dieses Kapitels diskutierten Referenzmessungen gebildet. Da für die Monopole im nichtverkoppelten Fall von einem nahezu omnidirektionalen Elementdiagramm ausgegangen werden kann, sollten bereits mit dem Verfahren nach PIERRE & KAVEH gute Ergebnisse für die Kalibrierung erreicht werden. Weiterhin wird auch die Kalibrierung mit dem SEE-Algorithmus durchgeführt. Die nach diesen Verfahren bestimmte Kalibrierematrix  $\mathbf{C}$  wird mit den Rohdaten multipliziert und führt zu der kalibrierten Kanalimpulsantwort

$$\mathring{\mathbf{H}}_{\text{kal},q} = \mathbf{C} \cdot \mathring{\mathbf{H}}_q. \quad (5.32)$$

Zur Evaluation der Kalibrierung wird eine Richtungsschätzung mit dem MUSIC-Algorithmus aus kalibrierten und unkalibrierten Daten durchgeführt. Das Bild 5.8 zeigt die Abhängigkeit des Schätzfehlers vor und nach der Kalibrierung mit den Verfahren nach PIERRE & KAVEH bzw. SEE. Erwartungsgemäß wird der Fehler durch die Kalibrierung deutlich ge-

**Tab. 5.1:** Mittelwert und Standardabweichung des Winkelschätzfehlers vor und nach der Kalibrierung mit den Verfahren nach PIERRE & KAVEH und SEE.

	Mittelwert	Std.-Abw.
unkalibriert	-0.25°	1.45°
PIERRE & KAVEH	-0.09°	0.89°
SEE	-0.06°	0.67°

**Tab. 5.2:** Ergebnisse für Mittelwerte und Standardabweichungen des Winkelschätzfehlers nach der Durchführung verschiedener Kombinationen von Kalibrierung und Transformation bzw. Interpolation.

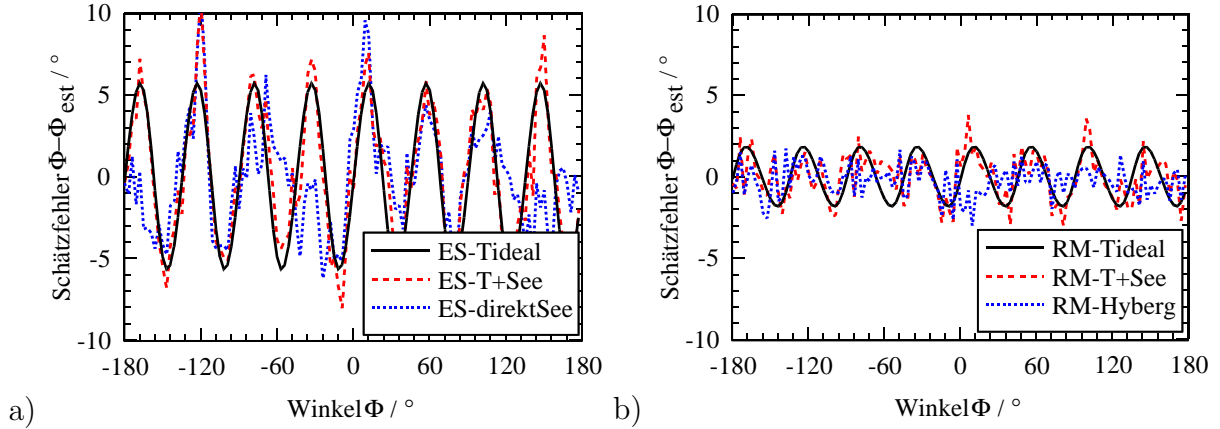
	ESPRIT-Schätzung		Root-MUSIC-Schätzung	
	Mittelwert	Std.-Abw.	Mittelwert	Std.-Abw.
ideale Trans.	0°	4.05°	0°	1.30°
sep. Trans. und Kal.	0.17°	4.31°	0.007°	1.42°
SEE-Kal. auf mod. Impantw.	0.08°	3.33°	0.08°	1.72°
Interp auf mod. Impantw.	0.71°	4.15°	-0.23°	0.99°

genüber dem unkalibrierten Fall verringert. Durch den bereits erwähnten omnidirektionalen Charakter der isolierten Elementdiagramme fällt die erzielte Verringerung des Schätzfehlers mit dem Algorithmus nach SEE nur gering im Vergleich zum Verfahren von PIERRE & KAVEH aus. Dies zeigt sich auch in den Ergebnissen für die entsprechenden Mittelwerte und Standardabweichungen des Winkelschätzfehlers, welche in der Tabelle 5.1 zusammengestellt sind. Da mit dem SEE-Algorithmus der geringste resultierende Schätzfehler entsteht, wird dieser als Referenz für die weiteren Betrachtungen verwendet.

Zu den vorgestellten Transformations- und Interpolationsverfahren wird abschließend ermittelt, welcher resultierende Schätzfehler bei Verwendung der Messdaten entsteht. Dazu werden im Folgenden drei unterschiedliche Vorgehensweisen diskutiert. Zunächst erfolgt die Kalibrierung und Transformation mit den separat bestimmten Matrizen  $\mathbf{C}$  nach dem SEE-Algorithmus und  $\mathbf{T}_M$  entsprechend der analytischen Lösung für die Transformation aus Gleichung D.27. Der zweite Ansatz verwendet den SEE-Algorithmus, bei dem als fehlerfreie Anordnung die durch Gleichung 5.21 beschriebene modale Impulsantwort verwendet wird. Dabei ist die Anzahl der berücksichtigten Moden analog zu den zuvor beschriebenen theoretischen Berechnungen  $M = 3$ . Schließlich erfolgt die Kalibrierung durch die lineare Interpolation der gemessenen räumlichen Impulsantwort. Der Gewichtungssparameter wird dabei wieder auf  $\nu = 0.999$  festgesetzt und die gemessenen Referenzdaten werden durch die Interpolationsvorschrift aus Gleichung 4.60 auf die modale Impulsantwort abgebildet.

Die resultierenden Ergebnisse für Mittelwerte und Standardabweichungen des Winkelschätzfehlers nach der Durchführung dieser Kombination von Kalibrierung und Transformation bzw. Interpolation sind in der Tabelle 5.2 zusammengestellt. Die getrennte Behandlung von Kalibrierung und Transformation bzw. Interpolation ist dem kombinierten Vorgehen im





**Bild 5.9:** Verbleibender Winkelschätzfehler für verschiedene Kombinationen von Kalibrierung und Transformation bzw. Interpolation, bei Verwendung a) des ESPRIT-Verfahrens und b) des Root-MUSIC-Verfahrens zur Richtungsschätzung.

Allgemeinen unterlegen. Bei Verwendung des ESPRIT-Verfahrens ist die direkte Transformation der gemessenen Referenzdaten auf die modale Impulsantwort die beste Lösung. Bei Verwendung des Root-MUSIC-Verfahrens verschlechtert die Transformation das Schätzergebnis in jedem Fall. Analog zu den Ergebnissen aus dem theoretischen Vergleich der Schätzverfahren, wird die geringste Streuung bei der Interpolation der gemessenen Referenzdaten durch die modale Impulsantwort erhalten. Der verbleibende Winkelschätzfehler ist abschließend für einige der untersuchten Kombinationen von Kalibrierung und Transformation bzw. Interpolation und die Richtungsschätzung mit dem ESPRIT- und dem Root-MUSIC-Verfahren in Bild 5.9 dargestellt.

Der optimale Lösungsweg für eine schnelle und möglichst exakte Richtungsschätzung führt bei der vorgegebenen Antennenanordnung über die Kombination der vorgestellten Verfahren. Die schnelle Bestimmung der Laufzeiten und der, wenn auch fehlerbehafteten, Einfallsrichtungen erfolgt durch die Kombination aus Transformation der Elementsignale in den Modenbereich und die Schätzung beider Kanalparameter mit dem ESPRIT-Verfahren. Um die durch die Transformation entstandenen Unsicherheiten zu eliminieren, kann in einem zweiten Schritt das Schätzergebnis der Richtungen durch eine auf einen kleinen Winkelbereich eingeschränkte Parametersuche des Maximums im MUSIC-Spektrum verbessert werden. Mit dem Interpolationsansatz und der Verwendung von Root-MUSIC fällt der Schätzfehler verhältnismäßig klein aus. Der vergleichsweise geringe Zeitvorteil gegenüber dem MUSIC-Verfahren lässt diese Lösung jedoch weniger attraktiv erscheinen.



Zur Auswertung der Einfallsrichtungen ist im konkreten Fall eine weitere Fehlerquelle zu berücksichtigen. Da die Speicherung der exakten Ausrichtung des Messfahrzeuges während der Aufzeichnung der Daten nicht möglich gewesen ist, wird diese aus dem aufgezeichneten Fahrweg abgeschätzt. Dabei werden alle 100 m die Koordinaten des Fahrzeuges gespeichert und jeweils zwei Messpunkte zur Bestimmung der Orientierung des Fahrzeuges verwendet [142]. Dieses Vorgehen führt zu einer schwer quantifizierbaren Messunsicherheit, die jedoch wenigstens  $\pm 1^\circ$  beträgt.

Die Beschreibung des Vorgehens zur Vorverarbeitung der Messsignale und zur Parameterextraktion aus den Daten der Messfahrten ist damit abgeschlossen. Die Auswertung der Messkampagne ist in [88, 142, 87] zu finden. Als eines der wichtigsten Ergebnisse folgt, dass in ca. 50% aller abgedeckten Messpunkte eine Winkeldifferenz zwischen dem stärksten einfallenden Pfad und der direkten Verbindung zwischen der Basisstation und der Mobilstation kleiner als  $25^\circ$  festzustellen ist. Aus dieser Kanaleigenschaft ist abzulesen, dass durch den Einsatz elektronisch steuerbarer Antennen mit entsprechenden Diagrammformungsstrategien die notwendige Signalqualität für den mobilen Empfang erreichbar sein wird. Darüber hinaus bilden die aus diesen Messungen extrahierten Kanalimpulsantworten die Basis für die Entwicklung neuer Kanalmodelle, welche ausführlich in [91] beschrieben sind.



# Kapitel 6

## Zylinderkonforme Mikrostreifenleitungsantenne

In Anwendungen der industriellen Radarsensorik und in modernen Kommunikationstechnik werden Antennensysteme benötigt, mit denen große Winkelbereiche beobachtbar bzw. bedienbar sind. Um in diesen Systemen eine hohe Richtungsauflösung in einem großen Winkelbereich zu erhalten oder bei unbekannter Position eines Kommunikationspartners eine maximale Verbindungsqualität zu ermöglichen, wird in diesem Abschnitt der Entwurf einer geeigneten Antennengruppe beschrieben. Neben den technischen Anforderungen wird dabei auch der in diesen Applikationen zu beachtende Aspekt der kostengünstigen Realisierbarkeit berücksichtigt.

Die ideale Gruppenantenne zur vollständigen Abdeckung eines dreidimensionalen Raumes ist naturgemäß durch ein kugelförmiges, von isotropen Strahlern ausgefülltes Volumen gegeben. Natürlich scheitert dies zunächst an dem nicht realisierbaren Einzelelement, aber auch die Realisierung einer Volumengruppe ist, bedingt durch die notwendigen Zuleitungen für die Gruppenelemente, nicht ohne weiteres möglich. Ein Beispiel zur Realisierung einer Volumengruppe wird in [92] vorgestellt. In dem speziellen Fall besteht die Gruppe aus 512 aperiodisch angeordneten Elementen und ermöglicht prinzipiell die volle hemispherische Abdeckung. Um die Interaktion mit den vertikalen Speiseleitungen der unterschiedlichen Elemente zu minimieren, ist sie jedoch auf eine rein horizontale Polarisierung beschränkt. Der große mechanische Aufwand bei der Realisierung lässt diese oder ähnliche Lösungen für die Anwendung in einem kommerziellen System jedoch gegenwärtig nicht möglich erscheinen.

Die heute bevorzugt anzutreffende Technologie zur Realisierung von Antennengruppen für kommerzielle Anwendungen in Frequenzbereichen oberhalb 1 GHz ist die Mikrostreifenleitungstechnik, also die Verwendung von gedruckten Leiterstrukturen auf speziellen Substratmaterialien. Dabei werden Leiterstrukturen durch einen photolithographischen Prozess auf einem dielektrischen Substrat definiert, wodurch die Herstellung großer Stückzahlen zu geringen Stückpreisen möglich ist. Die in dieser Technik realisierten planaren Antennen sind

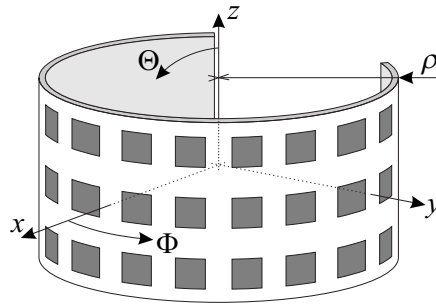
etwa seit Mitte der 1970er Jahre etabliert und werden beispielsweise in [93–97] umfassend dargestellt. Daher soll deren Behandlung im Folgenden nur für spezielle Details erfolgen.

Eine grundlegende Eigenschaft planarer Antennengruppen mit identischen Elementen, nicht nur solcher in Mikrostreifenleitungstechnik, ist dadurch gegeben, dass der abgedeckte Winkelbereich durch das Diagramm der Elemente eingegrenzt ist. Dieser Einfluss ist klar aus den in Kapitel 3 eingeführten Kenngrößen zu entnehmen. Bei der Betrachtung von Gruppen aus unterschiedlichen Strahlerelementen in einer entsprechend gewählten Anordnung besteht dagegen die Möglichkeit, ein gewünschtes Verhalten gezielt einzustellen.

Eine spezielle Art von Gruppen aus unterschiedlichen Elementen sind unter der Bezeichnung „konforme Antennen“ bekannt. Diese Antennen sind entweder an eine vorgegebene gekrümmte Oberfläche angepasst, z.B. aus aerodynamischen Gründen in der Luftfahrt, oder werden gezielt zur Einstellung gewünschter Antenneneigenschaften in eine günstige Form gebracht. Seit Mitte der 1990er Jahre ist in diesem Feld ein wachsendes Interesse zu verzeichnen, wobei der Schwerpunkt bei der feldtheoretischen Analyse dieser Strukturen liegt, z.B. [98–100]. Daneben ist aber auch eine Anzahl von Arbeiten zu finden, die Aspekte der Realisierung [101, 102] oder der Diagrammsynthese [19, 103, 104] für konforme Antennen behandeln. Die wohl aufwendigste Form der Realisierung dieser Antennen ist die Definition der benötigten Leitungs- und Antennenstrukturen nach der Formgebung des Substrates, wie es beispielsweise in [105] gezeigt ist. Alternativ dazu kann die Oberfläche in Facetten unterteilt werden, welche eine gewünschte Form approximieren. Im einfachsten und nachfolgend angestrebten Fall wird die Antennenstruktur mit der Technik zur Herstellung planarer Mikrostreifenleitungsantennen realisiert und das Trägersubstrat danach in die gewünschte Form gebracht. Grundsätzlich bietet gerade dieses Vorgehen die Möglichkeit zur Herstellung kostengünstiger Antennengruppen.

Die Anforderungen an die unter den genannten Aspekten zu entwerfende Antennengruppe werden mit den folgenden Eckdaten zusammengefasst. Der sichtbare Winkelbereich im Azimut soll nahe  $180^\circ$  liegen. Die zu erreichende Direktivität soll, bei linearer, vertikaler Polarisierung, im gesamten Azimutwinkelbereich möglichst gleichmäßig verlaufen und 20 dBi nicht unterschreiten. Für die Elevation ist ein festes Richtdiagramm mit einem 3 dB-Öffnungswinkel der Hauptkeule von  $\leq 15^\circ$  und einer Nebenkeulenunterdrückung von ca. 13 dB vorzusehen. Die Mittenfrequenz des zu realisierenden Demonstrators wird auf 10 GHz festgelegt und liegt damit in der Mitte der Frequenzbereiche, welche den oben angesprochenen Anwendungen zugeordnet sind. Die natürliche Form einer so spezifizierten Antennengruppe ist die in Bild 6.1 skizzierte zylinderkonforme Antenne, mit einem großen abdeckbaren Winkelbereich entlang der Zylinderkrümmung, d.h. im Azimut, und einer festen Hauptstrahlrichtung senkrecht zur Zylinderachse, also in Elevation.

Bei der Entwicklung von planaren Antennen steht vor jedem weiteren Entwurfsschritt die Auswahl geeigneter Substratmaterialien, auf denen die Strukturen realisiert werden. Grundsätzlich ist dazu zu sagen, dass Materialien mit einer geringen relativen Permittivität  $\epsilon_r$  und geringen Verlusten  $\tan \delta$  in dem angestrebten Frequenzbereich zu verwenden sind. Neben verschiedenen Keramikkompositen mit Permittivitäten  $\epsilon_r < 6$  oder Schäumen



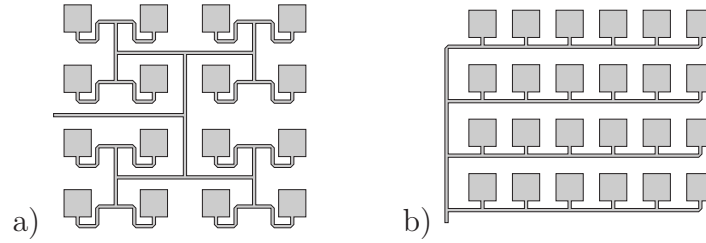
**Bild 6.1:** Skizze der zylinderkonformen Antennengruppe mit der Lage des verwendeten Koordinatensystems.

mit  $\epsilon_r \approx 1$  kommen sehr häufig faserverstärkte Teflonsubstrate zum Einsatz. Zur Realisierung dieser Antennengruppe wird ein Substrat vom Typ RT/duroid 5870 mit einer relativen Permittivität  $\epsilon_r = 2.3$  und einem Verlustfaktor  $\tan \delta = 10^{-3}$  verwendet [73]. Um die Abstrahlung zu begünstigen ist die Dicke des Substrates möglichst groß zu wählen. Andererseits wird die Substratdicke üblicherweise kleiner als  $\lambda/10$  gewählt, um Anregung und Ausbreitung ungewollter Oberflächenwellen im Substrat zu minimieren. Aus der gewünschten Verformbarkeit des Materials entsteht darüber hinaus eine weitere Randbedingung für die Substratstärke. Entsprechende Untersuchungen mit Materialproben zeigen, dass RT/duroid 5870 Substrate mit einer Stärke von 31 mil, also ungefähr 0.787 mm, diese Verformung erlauben.

Da die Richteigenschaften einer zylinderkonformen Antenne für die Elevations- und die Azimutebene separierbar sind, gliedert sich der Entwurf der Antennengruppe in zwei Abschnitte. Die geforderte Hauptkeulenbreite in der Elevationsrichtung wird durch mehrere Strahler in Untergruppen erreicht. Der Entwurf dieser Untergruppe, mit Hilfe eines dazu entwickelten Leitungsmodells, bildet den ersten Abschnitt des Antennenentwurfs. Für die Diagrammsynthese, bzw. die Einstellung des angestrebten Sichtbereiches, in der Azimutebene für verschiedene Antennenkonfigurationen sind streng genommen jeweils die exakten Feldsimulationen für jeden untersuchten Fall notwendig. Neben der Verkopplung spielt dabei auch das von der gewählten Zylinderkrümmung abhängige Elementdiagramm in dieser Ebene eine Rolle. Um diese zeitaufwendige Berechnung umgehen zu können, wird ein Modell für das Elementdiagramm einer Mikrostreifenleitungsantenne auf der Zylinderoberfläche in der Azimutebene entwickelt. Nach der Beschreibung der Realisierung und Charakterisierung der Antenne schließt dieses Kapitel mit Ergebnissen zur Kalibrierung und zur linearen Interpolation ab.

## 6.1 Untergruppe zur Elevations-Diagrammformung

Wie bereits eingangs erwähnt, existiert für den Entwurf von Mikrostreifenleitungsantennen ein breites Spektrum an Basisliteratur, sodass die Darstellung allgemeiner Details zu



**Bild 6.2:** Schematische Darstellung der Topologie a) paralleler und b) serieller Verteilnetzwerke in Mikrostreifenleitungstechnik.

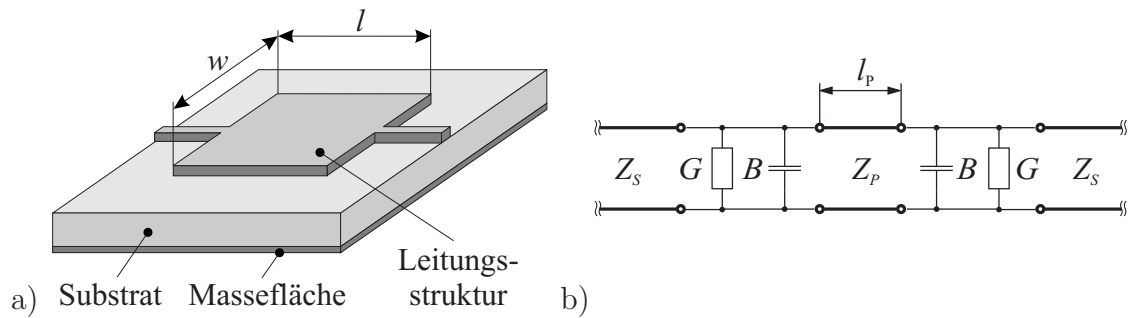
diesem Antennentyp hier entfällt. Darüber hinaus stehen für die Analyse dieser Antennen heute eine Vielzahl von Simulationswerkzeugen zur Verfügung. Zur Synthese komplexer Strukturen eignen sich diese Werkzeuge aufgrund der benötigten Rechenzeit jedoch nicht in jedem Fall. Daher wird der Verwendung geeigneter Modelle für den Entwurf komplexer Antennen immer eine nennenswerte Bedeutung zukommen. Ein Beispiel dafür ist der Entwurf des benötigten Netzwerkes zur Verteilung der Leistung innerhalb der Untergruppen und zur Erzeugung des gewünschten Elevationsdiagramms. In der Regel sind diese Verteilnetzwerke, oder Teile davon, in die beiden Kategorien in Bild 6.2 unterteilbar. Bei parallelen Verteilnetzwerken werden Leistungsteiler verwendet, um die Strahlerelemente mit dem Speisepunkt zu verbinden. In einer seriellen Anordnung werden die Elemente in geeigneten Abständen hintereinander an eine Leitung angeschlossen oder in eine Leitung eingebracht. Vorteile der seriellen gegenüber der parallelen Topologie sind eine einfachere und kürzere Leitungsführung. Daraus resultieren eine verringerte parasitäre Abstrahlung des Netzwerkes sowie geringere ohmsche und dielektrische Verluste innerhalb des Netzwerkes. Nachteilig kann sich die höhere Frequenzabhängigkeit der Hauptstrahlrichtung und der Anpassung auswirken. In Anwendungen mit geringen relativen Bandbreiten stellt dies jedoch keine nennenswerte Einschränkung dar.

Wegen der genannten Vorteile wird das Verteilnetzwerk der Untergruppe in einer seriellen Topologie ausgeführt. Die Nebenkeulenunterdrückung in Elevation ist mit etwa 13 dB angegeben und entspricht somit dem Nebenkeulenniveau der Sinc-Funktion. Aufgrund der Verbindung zwischen Gewichtungsfunktion und Fernfelddiagramm über die FOURIER-Transformation sind die Gewichtungskoeffizienten der Elemente innerhalb der Untergruppe darum möglichst identisch einzustellen. Aus der vorgegebenen Breite der Hauptkeule in Elevation  $\Theta_{HPBW} \leq 15^\circ$  und der Abschätzung für die Breite der Hauptkeule bei identischen Anregungskoeffizienten [6]

$$\Theta_{HPBW} \approx 51^\circ \frac{\lambda}{l_{Ant}} = 51^\circ \frac{\lambda}{Nd}, \quad (6.1)$$

mit  $l_{Ant}$  als Länge der Antenne,  $N$  als Zahl der Elemente und  $d \approx 0.6\lambda$  als Elementabstand in der Untergruppe, lässt sich die benötigte Zahl der Antennenelemente bestimmen:

$$N \geq \frac{51}{15 \cdot 0.6} = 5.67. \quad (6.2)$$



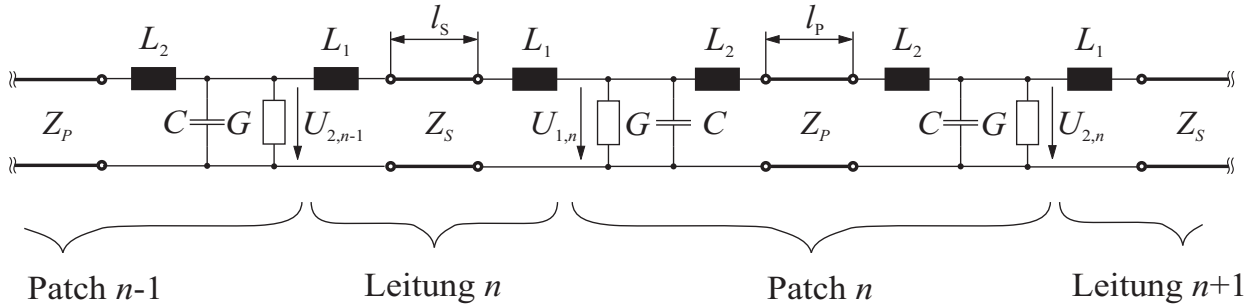
**Bild 6.3:** Mikrostreifenleitungs-Patch in einer seriellen Speiseanordnung: a) Schematische Darstellung und b) einfaches Leitungsersatzschaltbild nach [106].

Die Untergruppe wird demnach aus  $N = 6$  Einzelstrahlern bestehen, die in der seriellen Anordnung zusammengestellt sind.

Die Breite einer Patchantenne hat nur einen geringen Einfluss auf die Resonanz- oder Mittenfrequenz. Dagegen wird die Abstrahlung und somit die Strahlerimpedanz sehr wohl von der Strahlerbreite beeinflusst. Aus diesem Blickwinkel scheint die Verwendung eines möglichst breiten Strahlers günstig, um breitbandig eine gute Anpassung zu erhalten. Gegen die Wahl eines sehr breiten Strahlers spricht jedoch die Anregung ungewünschter Moden und die daraus resultierende erhöhte kreuzpolare Abstrahlung. Die Breite der Strahler bewegt sich daher üblicherweise im Bereich  $0.25 \leq w/\lambda_{\text{Substrat}} \leq 0.75$ . In einer seriellen Anordnung von Patchantennen wird die Leistungsverteilung zwischen den Elementen durch eine entsprechende Wahl der Strahlerimpedanz, also der Strahlerbreite eingestellt. Da in dem vorliegenden Fall eine gleichmäßige Leistungsverteilung an den Elementen in der Untergruppe angestrebt ist, wird die Breite der Strahler bei einer Substratwellenlänge von  $\lambda_{\text{Substrat}} \approx 20 \text{ mm}$  auf  $w = 9 \text{ mm}$  festgesetzt.

Für den Entwurf seriell gespeister Gruppen wird häufig auf das Leitungsmodell für ein Mikrostreifenleitungs-Patch von DERNERYD in [106] zurückgegriffen. Dabei erfolgt die Betrachtung des schematisch in Bild 6.3 a) gezeigten Patches als Leitung mit niedriger charakteristischer Impedanz. Die an den Kanten des Patches auftretenden Randfelder werden durch eine Kapazität und der Anteil abgestrahlter Leistung durch einen Widerstand repräsentiert. Die Abhängigkeit der Werte für die konzentrierten Elemente im Leitungersatzschaltbild aus Bild 6.3 b) sind in Anhang E zusammengestellt.

Eigene Berechnungen sowie verschiedene Literaturstellen, z.B. [107, 108], deuten jedoch darauf hin, dass dieses Modell bei dem Entwurf seriell gespeister Patch-Gruppen nicht ausreichend ist. Daher wurde ein erweitertes Modell zum Entwurf solcher Gruppen entwickelt, welches im Folgenden beschrieben wird. Angelehnt an das Modell für einen Impedanzsprung in [93], d.h. einen Sprung der Leitungsbreite, werden in dem Ersatzschaltbild zwei zusätzliche Induktivitäten berücksichtigt, wie in Bild 6.4 gezeigt. Die Abhängigkeit der Werte dieser beiden Komponenten von den Substratparametern sowie der Zuleitungs- und der Patchbreite sind ebenfalls in Anhang E aufgeführt. Die Breite der Verbindungslei-



**Bild 6.4:** Erweitertes Leitungsmodell für ein Mikrostreifenleitungs-Patch in einer seriellen Speiseanordnung.

**Tab. 6.1:** Werte für die konzentrierten Elemente des erweiterten Leitungsmodells.

$C$	$G$	$L_1$	$L_2$
109 fF	866 $\Omega$	280 pH	55 pH

tung zwischen den Strahlern ist naturgemäß klein gegenüber der Strahlerbreite zu wählen. Eine untere Grenze ist wiederum durch die auftretenden Verluste und die zur Verfügung stehende Technologie gegeben. Die Breite dieser Leitung wird zu 0.7 mm festgelegt, woraus mit dem verwendeten Substrat eine Leitungsimpedanz von 100  $\Omega$  folgt. Die aus diesen Randbedingungen folgenden Werte für die konzentrierten Elemente des Ersatzschaltbildes sind in der Tabelle 6.1 zusammengestellt.

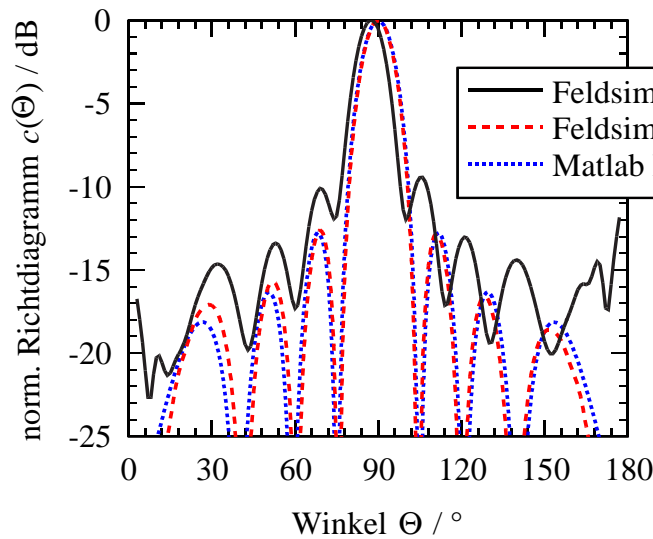
Bei der Entwurfsfrequenz  $f_0 = 10$  GHz folgt für die Streukapazität ein Impedanzwert von  $B = -j66 \text{ mS} = 1/(j146 \Omega)$ . Die Impedanzwerte der Induktivitäten liegen bei  $X_1 = j17.6 \Omega$  und  $X_2 = j3.5 \Omega$ . Bei der Betrachtung eines einzelnen Strahlerelementes haben die kleinen induktiven Anteile keinen wesentlichen Einfluss. Dagegen spielen sie bei dem hier beschriebenen Entwurf einer seriell gespeisten Gruppe eine nennenswerte Rolle, wie aus den folgenden Ergebnissen für die Richtdiagramme der Untergruppe deutlich wird.

Die Amplituden- und Phasenbeziehungen zwischen den in Bild 6.4 gekennzeichneten Spannungen  $U_{m,n}$  hängen von der Länge des Patches  $l_P$  und der Verbindungsleitung  $l_S$  ab. Nachdem die Werte der konzentrierten Elemente im Ersatzschaltbild bekannt sind, werden die Längen der sechs Patches und der fünf Verbindungsleitung durch eine Optimierung so gewählt, dass die geforderten Anregungskoeffizienten möglichst genau realisiert werden. Dieser Optimierung liegen zwei Kriterien für die Beziehungen zwischen den Spannungen  $U_{m,n}$  aus dem Ersatzschaltbild zu Grunde:

- Zwischen dem elektrischen Feld an den strahlenden Kanten eines Patches ist eine Phasenverschiebung von  $180^\circ$  einzustellen. Dies entspricht im Ersatzschaltbild dem Phasenbezug zwischen den Spannungen am Eingang  $U_{1,n}$  und am Ausgang  $U_{2,n}$  des  $n$ -ten Strahlers. Gleichzeitig sollen die Beträge dieser Spannungen möglichst gleich sein und es gilt:

$$(U_{1,n} + U_{2,n}) \rightarrow \min \text{ für } n = 1 \dots 6. \quad (6.3)$$



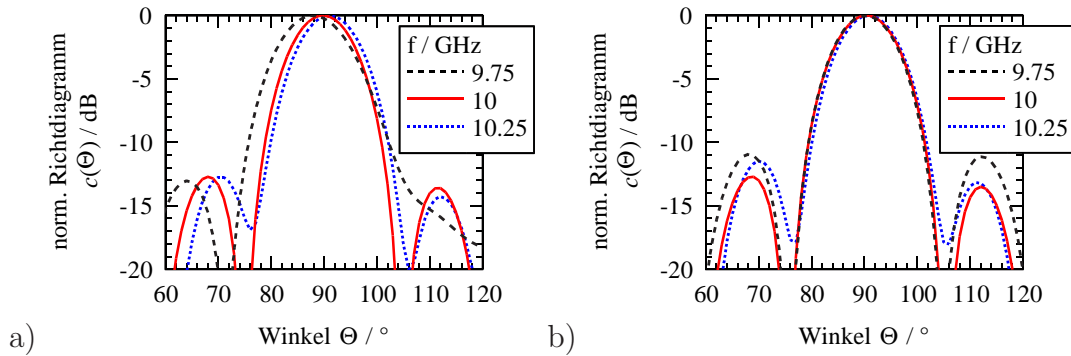


**Bild 6.5:** Vergleich der Richtdiagramme aus der Feldsimulation einer Antennenzeile mit den Abmessungen entsprechend dem einfachen Leitungsmodell (LM) und dem erweiterten Leitungsmodell (ELM) mit dem Richtdiagramm aus den resultierenden Anregungskoeffizienten nach dem erweiterten Leitungsmodell (MatLabELM).

- Der Gewichtungskoeffizient jedes einzelnen Strahlers entspricht dem mittleren Strom durch die beiden Strahlungsleitwerte  $G$  eines Patches und ist im Fall identischer Gruppenelemente proportional zur Differenz der Spannungen  $U_{1,n}$  und  $U_{2,n}$ . Um das gewünschte Diagramm zu erhalten, sollen die Anregungskoeffizienten phasen- und betragsgleich sein. Die zweite Forderung an die Spannungen ist somit:

$$\left( \frac{U_{1,n} - U_{2,n}}{U_{1,1} - U_{2,1}} - 1 \right) \rightarrow \min \text{ für } n = 2 \dots 6. \quad (6.4)$$

Zum Vergleich werden zunächst die Ergebnisse aus einem Entwurf der Antennenzeile ohne Berücksichtigung der Längsinduktivitäten nach dem Modell von DERNERYD durchgeführt. Aus den angegebenen Bedingungen für den Bezug der Spannungen an den Strahlungsleitwerten folgt, dass die Patches mit einer Länge von  $l_P=9.5$  mm und die Verbindungsleitungen mit einer Länge von  $l_S=11.27$  mm zu realisieren sind. Damit sind nun alle Abmessungen der Struktur bekannt und werden mit dem Simulationswerkzeug CLEMENTINE analysiert. Dieser auf der Momentenmethode basierende Feldsimulator erlaubt die Berechnung von Streuparametern und Richtdiagrammen von einlagigen zylinderkonformen Mikrostreifenleitungsstrukturen. Das in Bild 6.5 gezeigte resultierende Richtdiagramm nach dem einfachen Leitungsmodell (LM) der Antennenzeile zeigt ein um etwa  $4^\circ$  von der gewünschten Hauptstrahlrichtung abweichendes Maximum und mit weniger als 10 dB eine zu geringe Nebenkeulenunterdrückung. Diese Fehler im Diagramm sind auf Phasenfehler bei der Anregung der Strahlerelemente zurückzuführen und indizieren, dass das verwendete Modell den Sachverhalt nicht ausreichend gut beschreibt.

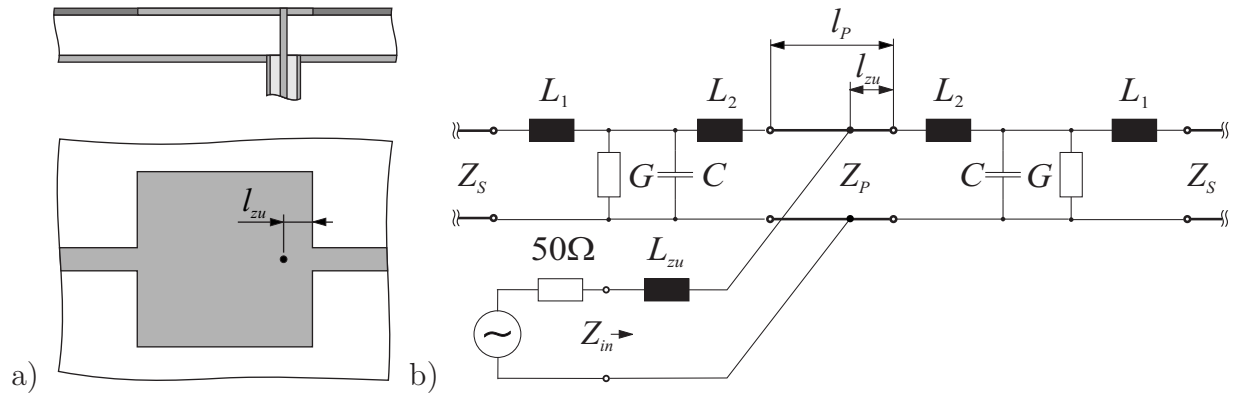


**Bild 6.6:** Frequenzabhängigkeit der Richtdiagramme bei Lage des Speisepunktes a) am Rand und b) mittig in der Antennenzeile.

Die Durchführung des Entwurfes nach dem erweiterten Leitungsmodell (ELM) führt mit den gegebenen Bedingungen für die Spannungen auf eine Länge der Patches von  $l_P=9.7$  mm und eine Länge der Verbindungsleitungen von  $l_S=9.75$  mm. Diese Werte weichen damit deutlich von denen nach dem einfachen Leitungsmodell ab. Wie ebenfalls in Bild 6.5 zu sehen ist, zeigt sich eine deutlich bessere Übereinstimmung zwischen dem erweiterten Leitungsmodell und der Feldsimulation. Die Hauptstrahlrichtung ist mit  $\Theta=90^\circ$  senkrecht zur Antennenzeile und das angestrebte Nebenkeulenniveau von -13 dB wird erreicht. Die 3 dB-Breite der Hauptkeule ist mit etwa  $13^\circ$  etwas schmaler als gefordert und die berechnete Direktivität der Antennenzeile ist 14.8 dBi.

Um ein Richtdiagramm mit einer stärkeren Nebenkeulenunterdrückung zu erhalten, muss die Belegungsfunktion von der Mitte her zum Rand der Antenne abfallen. In dieser Anordnung wird so ein Verhalten durch die geeignete Wahl der Patchbreite  $w$ , also einen entsprechenden Strahlungseiwert  $G$  realisiert. Wie beispielsweise in Bild 2.4 b) zu erkennen ist, sind in einer derartigen Anordnung alle Patch- und Verbindungsleitungen unterschiedlich lang zu wählen, um die benötigten Anregungskoeffizienten zu erhalten. Diese aufwendige, häufig empirische Optimierung mit Hilfe eines Feldsimulators ist, wie in [136, 137] erfolgreich gezeigt, durch die Verwendung dieses erweiterten Leitungsmodells zu umgehen und ein effizienter Entwurf dieser Strukturen ist somit möglich.

Während die Einspeisung, d.h. die Verbindung zu weiteren Schaltungsteilen, durch eine Mikrostreifenleitung üblicherweise an einem der Ränder der Antennenzeile erfolgt, kann die Lage des Speisepunktes im Falle der vorgesehenen coaxialen Einspeisung grundsätzlich an verschiedenen Punkten entlang der Antennenzeile liegen. Während die Lage des Speisepunktes nur einen geringen Einfluss auf den Verlauf der Eingangsimpedanz der Antenne und somit auf die zu erreichende Bandbreite zeigt, sind bezüglich der Frequenzabhängigkeit des Richtdiagrammes nennenswerte Unterschiede festzustellen. Um dies zu demonstrieren werden die Ergebnisse der Berechnungen mit dem erweiterten Leitungsmodell für verschiedene Frequenzen und Fälle mit einer Einspeisung am Rand der Antennenzeile und an einem der mittleren Strahler in Bild 6.6 verglichen. Im Fall der seitlichen Einspeisung in Bild 6.6 a) zeigt sich der als „Beamsquint“ bezeichnete Effekt der Verschiebung



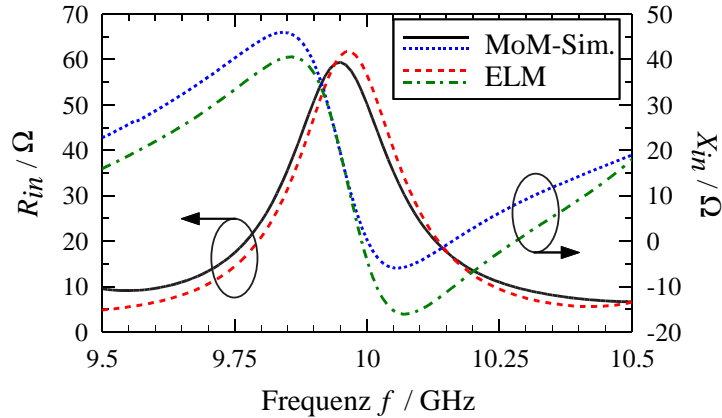
**Bild 6.7:** a) Skizze und b) äquivalentes Ersatzschaltbild für die Einspeisung einer Antennenzeile.

der Hauptstrahlrichtung bei Änderung der Frequenz. Die Ursache dafür ist im Wesentlichen ein linearer Phasenfehler, der bei Abweichungen von der Mittenfrequenz entsteht. In speziellen militärischen Radarsystemen wird dieser Effekt gezielt zur Steuerung der Hauptstrahlrichtung von Antennen genutzt, bei der zu entwerfenden Antennengruppe ist diese Eigenschaft jedoch unerwünscht. Besteht die Möglichkeit, den Speisepunkt möglichst mittig in die Antennenzeile zu legen, dann treten im Wesentlichen nur Phasenfehler mit gerader Ordnung auf. Diese führen, neben einer geringen Aufweitung der Hauptkeule, zu einer verringerten Nebenkeulenunterdrückung, wie es in Bild 6.6 b) gut zu erkennen ist. Da die Hauptstrahlrichtung in diesem Fall kaum eine Frequenzabhängigkeit zeigt, wird diese Lösung zur Speisung der Antennenzeile gewählt.

Auch der Verlauf der Eingangsimpedanz dieser Anordnung ist in guter Näherung durch das erweiterte Leitungsmodell zu beschreiben. Zur Anpassung der Antenne an das übliche 50-Ω-Leitungssystem wird der Speisepunkt nicht exakt am Rand des Strahlers liegen, sondern wie im entsprechenden Ersatzschaltbild in Bild 6.7 angedeutet um die Länge  $l_{zu}$  in das Patch verschoben. Diese als „Inset-Feed“ bezeichnete Technik wird auch bei einzelnen Patchelementen zur Anpassung an die angestrebte Eingangsimpedanz verwendet [93]. Der Innenleiter der in Bild 6.7 a) im Querschnitt dargestellten Koaxialleitung bildet die Verbindung zum Patch und ist im Ersatzschaltbild durch eine zusätzliche Induktivität zu berücksichtigen. Nach [109] wird diese durch die Induktivität eines dünnen Drahtes angenähert:

$$L_{zu} = h \cdot \left( \ln \left( \frac{4h}{d} \right) + \frac{d}{2h} - 1 \right) \cdot 2 \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}} \quad (6.5)$$

Für die Substrathöhe  $h = 787 \mu\text{m}$  und den Durchmesser des Innenleiters  $d = 500 \mu\text{m}$  folgt die gesuchte Induktivität zu  $L_{zu} = 182 \text{ pH}$ . Sowohl mit diesem analytischen Modell als auch mit der anschließenden Feldsimulation zeigt sich, dass der Speisepunkt bei  $l_{zu} = 1 \text{ mm}$  zu der gewünschten Eingangsimpedanz bei der Mittenfrequenz und somit zu einer guten Anpassung führt. Die resultierenden Verläufe der Eingangsimpedanz nach dem Leitungsmodell und der Feldsimulation sind in Bild 6.8 dargestellt. Auch hier zeigt sich



**Bild 6.8:** Real- und Imaginärteil der Eingangsimpedanz der mittig gespeisten seriellen Mikrostreifenleitungsantenne nach der MoM-Simulation und dem erweiterten Leitungsmodell (ELM).

eine bemerkenswerte Übereinstimmung zwischen dem Modell und der Feldsimulation.

Der Entwurf der Antennenzeile, entsprechend den Anforderungen an das Verhalten in der Elevationsrichtung, ist damit abgeschlossen. Die Ergebnisse der messtechnischen Charakterisierung der Antennenzeilen werden im übernächsten Abschnitt dieses Kapitels dargestellt. Zunächst wird jedoch die Umsetzung der gewünschten Antenneneigenschaften in der Azimutebene betrachtet.

## 6.2 Gruppenkonfiguration in der Azimutebene

Nach den Ausführungen im einleitenden Abschnitt zu diesem Kapitel legen die gestellten Anforderungen die Verwendung einer zylindrischen Grundform für die zu realisierende Antennengruppe nahe. Die Festlegung der geeigneten Gruppenkonfiguration bedeutet, dass neben der Anzahl der zu verwendenden Elemente und deren Abständen auch die Krümmung der Oberfläche bestimmt werden muss. Weiterhin ist zu klären, ob mit einem vollen Kreiszyylinder oder einer anderen gekrümmten Form die gewünschten Eigenschaften erhalten werden.

Um für die Synthese der Antennengruppe in der Azimutebene nicht auf zeitintensive Feldsimulationen der Struktur zurückgreifen zu müssen, wird ein Modell für das Elementdiagramm eines Einzelstrahlers auf der Zylinderoberfläche entwickelt. Dazu werden verschiedene Strahler auf unterschiedlich gekrümmten Oberflächen mit Hilfe des Simulationstools CLEMENTINE analysiert. Die Elemente sind gemäß dem Koordinatensystem in Bild 6.1  $\Theta$ -polarisiert, d.h. der resonante Mode der Patch-Elemente ist  $z$ -gerichtet. Um den Einfluss des verwendeten Mikrostreifenleitungssubstrates in die Untersuchung mit einzubeziehen, werden die Berechnungen für drei verschiedene Substratmaterialien durchgeführt. Neben dem vorgesehenen Mikrowellensubstrat RT/Duroid 5870 mit einer relativen Permittivität

von  $\epsilon_r = 2.3$  werden auch Patchelemente ohne Substrat, d.h.  $\epsilon_r = 1$ , und auf üblichem Platinenmaterial FR4 mit  $\epsilon_r = 4$  betrachtet. Substrate mit wesentlich größeren Permittivitäten kommen bei der Realisierung planarer Antennen kaum vor und spielen hier daher keine Rolle. Die Verluste in den Substraten werden für die Entwicklung des Modells als vernachlässigbar angenommen.

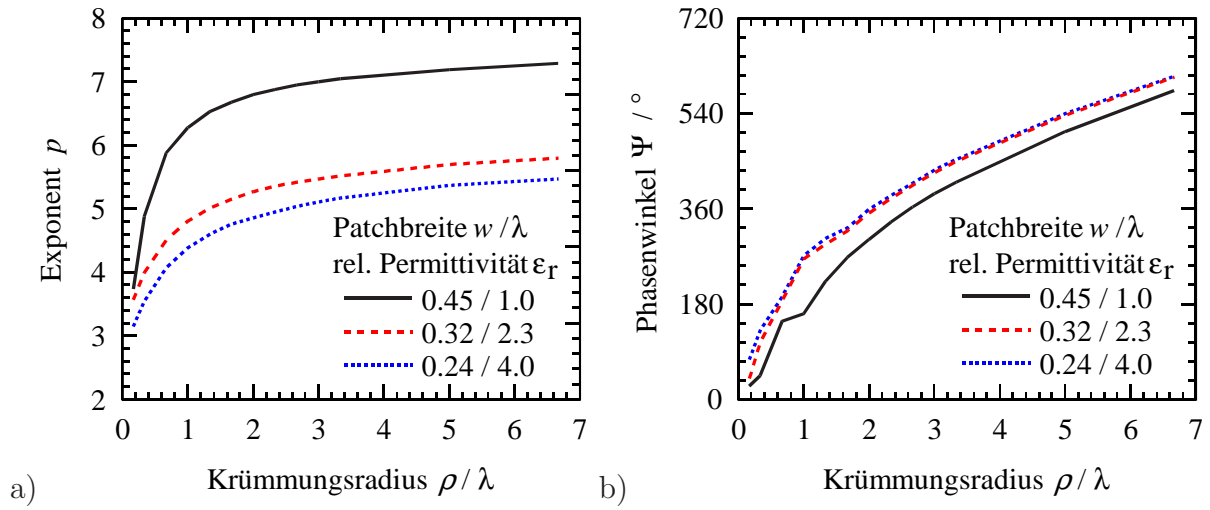
Die Auswertung von parametrisierten Feldsimulationen bilden im Weiteren die Datenbasis für die Ableitung des Modells. Es zeigt sich, dass die Dicke  $t$  der verwendeten Substrate kaum einen Einfluss auf das Elementdiagramm der Strahler hat, wenn  $t < \lambda_{\text{Substrat}}/10$  ist. Um die Anregung ungewollter Substratwellen zu minimieren, ist diese Bedingung bei der Realisierung planarer Antennen üblicherweise erfüllt. Weiterhin zeigt die Auswertung der Simulationsergebnisse, dass die Abhängigkeit des Elementdiagramms vom Azimutwinkel  $\Phi$  mit dem parametrisierten Modell

$$g(\Phi) = \sqrt{D} \cdot \left| \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right) \right|^p \cdot e^{-j\Psi \left| \sin\left(\frac{\Phi}{2}\right) \right|^9} \quad (6.6)$$

gut zu beschreiben ist. Die Parameter  $p$  und  $\Psi$  sind dabei von der Krümmung der Oberfläche  $\rho$ , dem verwendeten Substrat und den Abmessungen des Strahlers abhängig. In Hauptstrahlrichtung  $\Phi = 0$  erreicht der Betrag des Diagramms ein Maximum, während eine Nullstelle in der entgegengesetzten Richtung  $\Phi = \pm\pi$  auftritt. Die Winkelabhängigkeit des Betragsverlaufes ist bei näherer Betrachtung auch als Potenz von  $\cos^2(\Phi/2) = (1 + \cos \Phi)/2$  aufzufassen und lehnt sich daher an das Diagramm der in Anhang B beschriebenen HUYGENS-Quelle an.

Während der Betragsverlauf der Elemente bei linearen oder ebenen Antennengruppen lediglich als Faktor vor dem Gruppenfaktor auftritt, spielt der Phasenverlauf des Elementdiagramms üblicherweise gar keine Rolle. Bei der Betrachtung konformer Antennen kann die Unterteilung in Element- und Gruppenfaktor jedoch nicht vorgenommen werden, da die Elemente keine gemeinsame Ausrichtung aufweisen. Der Beitrag jedes Strahlers muss daher separat und phasenrichtig betrachtet werden. Die Winkelabhängigkeit der Phase des Elementdiagramms ist daher ebenfalls Teil des vorgestellten Modells. Die Simulationsergebnisse zeigen, dass die Variation der Phase im vorderen Halbraum für  $|\Phi| < \pi/2$  eher gering ausfällt und das Patch sich in diesem Winkelbereich nahezu als Punktquelle verhält. Im hinteren Halbraum ist dagegen eine deutliche Änderung des Phasenverlaufes zu beobachten. Der Anteil der Strahlung, der in diesen Winkelbereich gelangt, nimmt immer den Umweg um den Zylinder und es folgt eine Verzögerung gegenüber dem Fall der direkten Abstrahlung. Diese Verzögerung ist neben dem Zylinderradius auch von der Permittivität des Antennensubstrates abhängig. Die Winkelabhängigkeit wird dabei gut durch den Faktor  $\left| \sin\left(\frac{\Phi}{2}\right) \right|^9$  repräsentiert, welcher erst einen nennenswerten Beitrag für Winkel  $\Phi > \pi/2$  zeigt.

Nachdem der funktionale Zusammenhang zum Azimutwinkel für das Modell festgelegt ist, muss die Abhängigkeit der Modellparameter  $p$  und  $\Psi$  vom Krümmungsradius und für die verwendeten Antennensubstrate bestimmt werden. Die Berechnungen dazu beruhen im Wesentlichen auf der Annahme quadratischer Strahler. Da die resonante Länge der Strah-

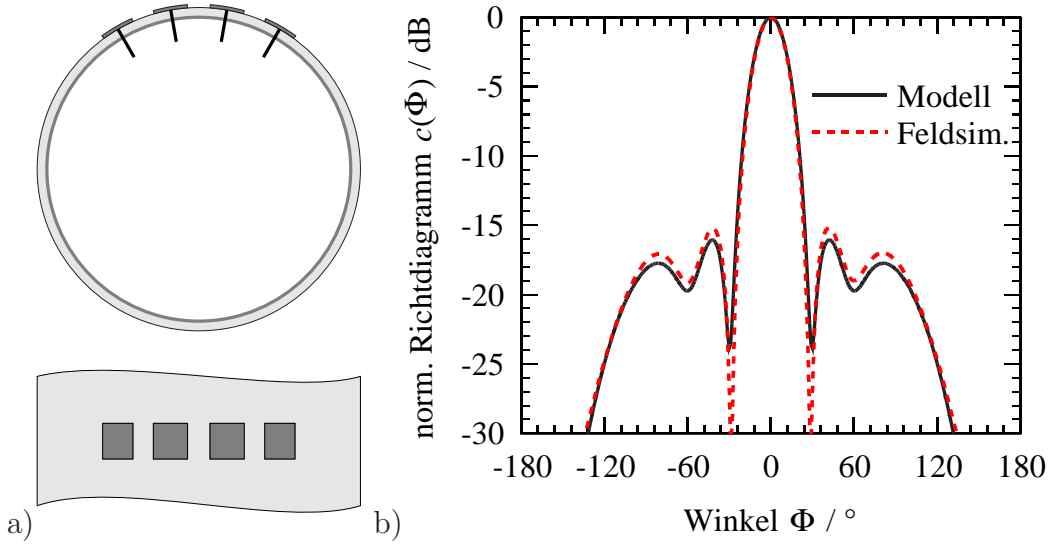


**Bild 6.9:** Kurvenschar zur Bestimmung des Exponenten  $p$  und der Phase  $\Psi$  zur Approximation des Elementdiagramms.

ler von der Permittivität des verwendeten Substrates abhängt, ändert sich auch die Breite der Strahler  $w/\lambda$  für verschiedene Substrate. Für die eingangs angesprochenen Substratmaterialien ist die Abhängigkeit der Modellparameter  $p$  und  $\Psi$  zur optimalen Nachbildung der Elementdiagramme als Funktion vom Zylinderradius  $\rho$  in Bild 6.9 dargestellt. Nach Gleichung 6.6 verringert sich die Breite der Hauptkeule bei steigendem Exponenten  $p$ . Aus Bild 6.9 a) geht also hervor, dass eine starke Krümmung, bzw. ein kleiner Krümmungsradius, zu einer starken Aufweitung des Elementdiagramms führt. Für große Radien wird sich der Wert von  $p$  asymptotisch dem Wert für den Fall einer planaren Antenne annähern. Weiterhin ist zu erkennen, dass ein bezogen auf die Freiraumwellenlänge breiteres Patch eine stärkere Bündelung erreicht. Das ist im Einklang mit dem immer gültigen, umgekehrt proportionalen Zusammenhang zwischen Antennengröße und Keulenbreite.

Auch der Verlauf des Phasenwinkels  $\Psi$  in Bild 6.9 b) ist anschaulich interpretierbar. Der entstehende Umweg, den die Welle um die Zylinderoberfläche zurücklegt, wird mit steigendem Zylinderradius größer. Damit wächst auch  $\Psi$  mit dem Radius. Der Einfluss des Dielektrikums auf der Zylinderoberfläche macht sich ebenfalls bemerkbar. Im Fall einer niedrigen Permittivität des Substrates verringert sich auch die effektive Dielektrizitätszahl, welche auf die Welle wirkt. Dadurch steigt die Ausbreitungsgeschwindigkeit beim Umlauf um den Zylinder und die Verzögerung, welche durch den Phasenwinkel  $\Psi$  beschrieben wird, verringert sich.

Aus dieser Kurvenschar sind somit für ein vorgegebenes Material die Modell-Parameter für eine bestimmte Zylinderkrümmung zu bestimmen und die Untersuchung der Eigenschaften verschiedener Gruppenkonfigurationen ist effizient durchführbar. Wird beispielsweise das Substrat RT/Duroid 5870 verwendet und ist der Krümmungsradius des Zylinders  $\rho = 1.67\lambda$ , folgen die Modellparameter zu  $p = 5.15$  und  $\Psi = 320^\circ$ . Die als Beispiel in Bild 6.10 a) gezeigte Gruppe besteht aus vier Elementen, die jeweils um  $20^\circ$  verschoben



**Bild 6.10:** Beispiel einer 4-Elementgruppe: a) Skizze und b) Vergleich des normierten Richtdiagramms aus Feldsimulation und dem entwickelten Modell.

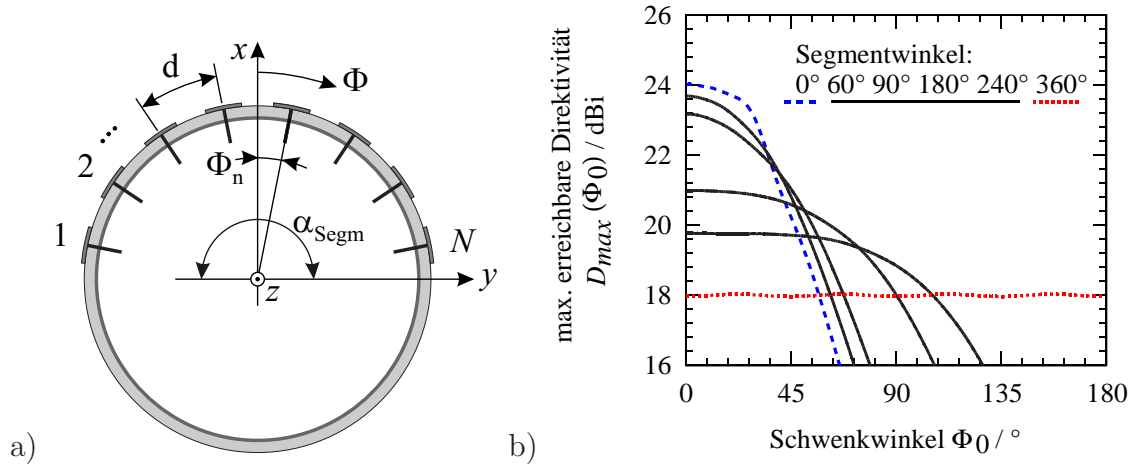
auf dem Zylinder angeordnet sind. Das entspricht einem Elementabstand entlang der gekrümmten Oberfläche von etwa  $0.58\lambda$ . Die Anregung der Elemente erfolgt für dieses Beispiel mit der Gewichtung  $\mathbf{w} = \mathbf{h}(\Phi = 0)$ . Der Vergleich der resultierenden Richtdiagramme in Bild 6.10 b) nach dem vorgestellten Modell und der Feldsimulation zeigt schließlich eine gute Übereinstimmung der Berechnungen.

Die Anforderung an die Antennengruppe für die Azimutebene bezieht sich auf die zu erreichende Direktivität, welche den Wert von 20 dBi in einem möglichst großen Winkelbereich, d.h. nahe  $\Phi = \pm 90$ , nicht unterschreiten soll. Ist nur eine Polarisation zu berücksichtigen, dann wird die maximal erreichbare Direktivität zu einer speziellen Richtung nach Gleichung 3.23 aus der räumlichen Impulsantwort  $\mathbf{h}$  berechnet. Diese ist für die im Querschnitt in Bild 6.11 a) gezeigte Gruppenkonfiguration für das  $n$ -te Element durch

$$h_n = g(\Phi - \Phi_n) \cdot e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \rho \cos(\Phi - \Phi_n)} \quad (6.7)$$

gegeben, wobei  $g(\Phi)$  die Winkelabhängigkeit des Elementdiagramms in der Azimutebene aus Gleichung 6.6 ist. Da hier das Verhalten der gesamten Antennengruppe, d.h. zusammengesetzt aus den im vorigen Abschnitt beschriebenen Antennenzeilen, untersucht wird, ist für die Direktivität der Elemente nicht der Wert eines einzelnen Patches, sondern der aus dem Entwurf der Untergruppe hervorgehende Wert von  $D = 14.8$  dBi zu verwenden. Der Phasenterm in der räumlichen Impulsantwort der Gruppe beschreibt den Laufzeitunterschied in Abhängigkeit von dem Radius des Zylinders  $\rho$  mit Bezug auf den Koordinatenursprung. Die jeweilige Position des Elementes auf dem Zylinder wird durch die Verschiebung der Winkelabhängigkeiten in Betrag und Phase um den Winkel  $\Phi_n$  berücksichtigt. Damit sind die Elemente  $h_n$  des Vektors  $\mathbf{h}$  beschrieben und die erreichbare Direktivität ist für unterschiedliche Konfigurationen in geschlossener Form zu bestimmen. Für eine Antennengrup-





**Bild 6.11:** a) Querschnitt des Vollzylinders mit  $N = 8$  Antennenzeilen und b) erreichbare Direktivität für verschiedene Segmentwinkel  $\alpha_{Segm}$ .

pe aus acht Antennenzeilen ist der entsprechende Verlauf in Bild 6.11 b) für verschiedene Segmentwinkel  $\alpha_{Segm}$  aufgetragen. Dieser Winkel beschreibt dabei den Teil der Zylinderoberfläche, der mit Antennenelementen belegt ist. Bei einem festen Elementabstand  $d$  entlang des Bogens ist der Winkel zwischen zwei Elementen gegeben durch

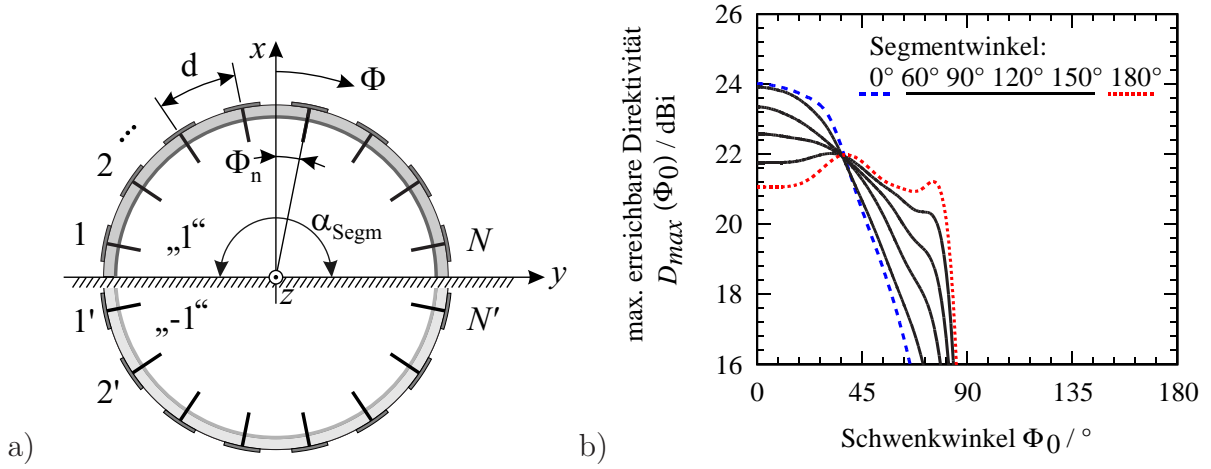
$$\Delta\Phi = \frac{d}{\rho}. \quad (6.8)$$

Der Segmentwinkel, d.h. der mit Antennenelementen belegte Winkelbereich des Kreises, folgt dann zu

$$\alpha_{Segm} = N \cdot \Delta\Phi = \frac{Nd}{\rho}. \quad (6.9)$$

Die beiden Grenzfälle werden dabei durch den Fall der planaren Gruppe mit  $\rho \rightarrow \infty$ ,  $\alpha_{Segm} = 0$  und den Fall der Kreisgruppe mit  $2\pi\rho = Nd$ ,  $\alpha_{Segm} = 2\pi$  gebildet. Die nachfolgenden Betrachtungen beschränken sich auf Konfigurationen mit einem Elementabstand von  $d = 0.65\lambda$ . Die Vergrößerung des Segmentwinkels  $\alpha_{Segm}$  durch Verkleinerung des Krümmungsradius führt zu einer Aufweitung des abgedeckten Winkelbereiches und gleichzeitig zur Absenkung des Maximalwertes der erreichbaren Direktivität. Für den Fall der Kreisgruppe stellt sich wie erwartet ein nahezu winkelunabhängiger Verlauf der erreichbaren Direktivität ein. Um den geforderten Winkelbereich von  $\pm 90^\circ$  homogen auszuleuchten, ist ein Segmentwinkel von etwa  $240^\circ$  zu verwenden. Diese Aussage gilt zunächst unabhängig von der Anzahl der verwendeten Elemente. Durch eine Erhöhung der Elementzahl ist auch der Wert der erreichbaren Direktivität zu vergrößern, welcher in diesem Fall der Gruppe aus acht Antennenzeilen leicht unterhalb der Anforderung bleibt. Die Verwendung einer solchen Antennenkonfiguration ist jedoch unter praktischen Aspekten in vielen Anwendungen ungeeignet. Soll die Antennengruppe beispielsweise auf einer ebenen Fläche montiert werden, z.B. als WLAN-Basisstation an einer Gebäudewand, verliert die Annahme des Vollzylinders im freien Raum seine Gültigkeit.





**Bild 6.12:** a) Querschnitt des Teilzylinders vor metallischem Reflektor mit  $N = 8$  Antennenzeilen und den entsprechenden Spiegelquellen und b) erreichbare Direktivität für verschiedene Segmentwinkel  $\alpha_{\text{Segm}}$ .

Um eine definierte Randbedingung einzuführen, wird die Kombination des Kreissegmentes mit einer ebenen metallischen Rückwand vorgesehen. Der Querschnitt dieser Anordnung ist in Bild 6.12 a) gezeigt. Für die räumliche Impulsantwort der Gruppe müssen dann, neben den Strahlern 1 bis  $N$  auf der Zylinderoberfläche, ebenfalls die auftretenden Spiegelquellen 1' bis  $N'$  berücksichtigt werden. Allgemein wird das Elementdiagramm der Spiegelquellen durch  $g'(\Phi) = g(-\Phi)$  gegeben, während deren Position durch  $\Phi'_n = \pi - \Phi_n$  bestimmt ist. Die räumliche Impulsantwort der Gruppe folgt dann zu:

$$h_n = g(\Phi - \Phi_n) \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\rho \cos(\Phi - \Phi_n)} - g'(\Phi - \Phi'_n) \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\rho \cos(\Phi - \Phi'_n)} \quad (6.10)$$

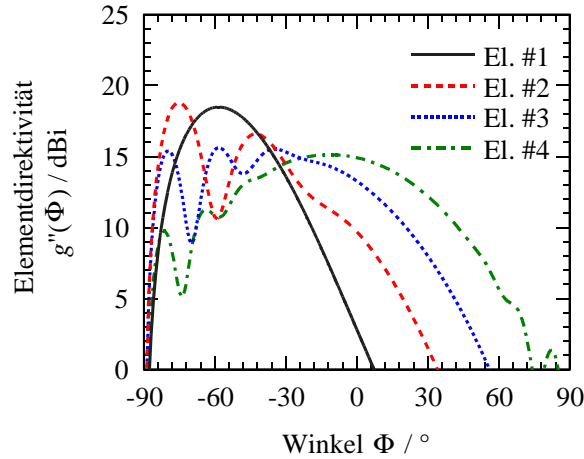
$$= g(\Phi - \Phi_n) \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\rho \cos(\Phi - \Phi_n)} - g(-\Phi - \Phi_n + \pi) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\rho \cos(\Phi + \Phi_n)} \quad (6.11)$$

$$= g''_n(\Phi - \Phi_n) \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\rho \cos(\Phi - \Phi_n)} \quad (6.12)$$

worin der Ausdruck  $g''_n$  das Elementdiagramm eines Strahlers an der Position  $\{\rho, \Phi_n\}$  unter Berücksichtigung der Spiegelquelle ist:

$$g''_n = g(\Phi - \Phi_n) - g(-\Phi - \Phi_n + \pi) \cdot e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}\rho \cos(\Phi) \cos(\Phi_n)}. \quad (6.13)$$

Analog zum Vorgehen im Fall des Vollzylinders wird auch für diese Konfiguration die Berechnung der erreichbaren Direktivität für unterschiedliche Zylindersegmente durchgeführt. Die entsprechenden Ergebnisse sind in Bild 6.12 b) dargestellt. Im Fall der ebenen Antennenkonfiguration unterscheidet sich das erhaltene Ergebnis erwartungsgemäß kaum von dem Fall des Vollzylinders. Unterschiede zeigen sich jedoch bei Krümmung der Gruppe. Im Winkelbereich zwischen  $30^\circ$  und  $40^\circ$  ändert sich der Wert für die erreichte Direktivität kaum. Für den Fall des exakten Halbzylinders, d.h. eines Segmentwinkels von  $180^\circ$ , ist die erreichbare Direktivität nahezu homogen verteilt und im Bereich  $\pm 80^\circ$  oberhalb von 20 dBi. Mit dieser Konfiguration wird somit die beste Annäherung an die vorgegebene erreichbare



**Bild 6.13:** Elementdiagramme gemäß dem analytischen Modell für die zylinderkonforme Antennenkonfiguration mit den spezifizierten Eigenschaften.

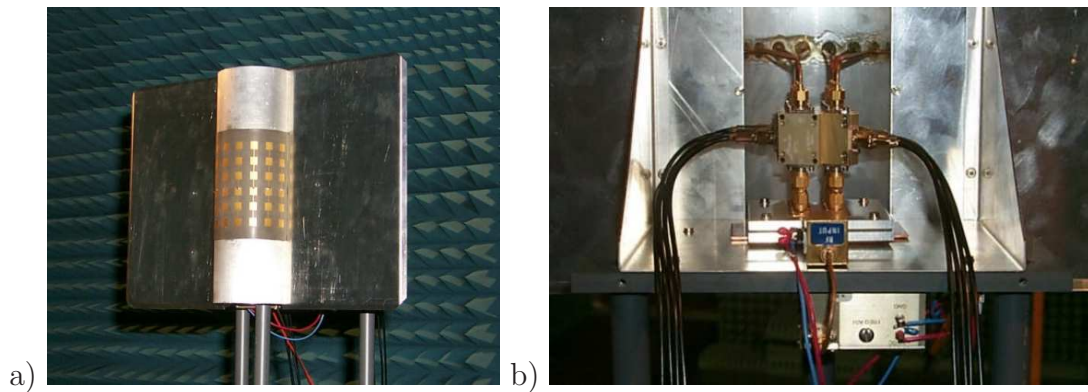
Direktivität erzielt. Weiterhin ist sie unter Realisierungsaspekten der erfolgversprechendste Kandidat dieser Untersuchung und wird daher für den nachfolgend vorgestellten Aufbau ausgewählt.

In Bild 6.13 ist abschließend der Betragsverlauf der Elementdiagramme  $g''_n$  in der Azimutebene nach dem analytischen Modell und unter Berücksichtigung der Spiegelquellen für diese Konfiguration gezeigt. Durch die Symmetrie in der Anordnung sind zu Gunsten der Übersichtlichkeit nur die Diagramme der Elemente eines Quadranten gezeigt. Der Unterschied zwischen den Diagrammen der einzelnen Elemente ist deutlich erkennbar. Je weiter sich die Position der Elemente der leitenden Ebene nähert, desto stärker wird das Elementdiagramm durch die Spiegelquelle beeinflusst. Weiterhin weisen alle Elementdiagramme in den Richtungen  $\pm 90^\circ$  eine Nullstelle auf, da die  $\Theta$ -polarisierte Feldkomponente in dieser Ebene durch die metallische Randbedingung nicht existieren kann.

Nach dem Entwurf der Antennenzeile im letzten Abschnitt und der Festlegung der Antennenkonfiguration in diesem Abschnitt ist die Gruppe vollständig definiert. Mit diesen Ergebnissen erfolgt der Übergang in die Realisierung, welche im folgenden Abschnitt zusammen mit der messtechnischen Charakterisierung beschrieben ist.

### 6.3 Realisierung und Charakterisierung

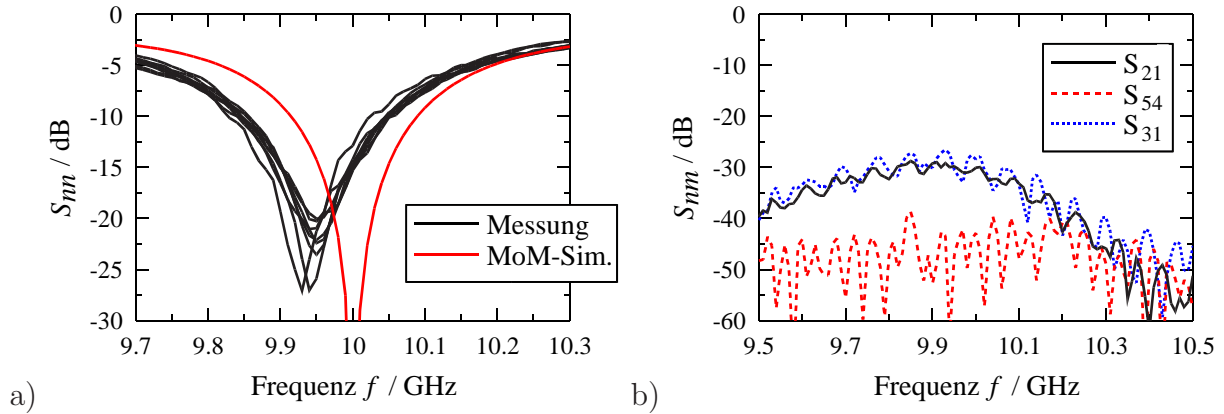
Wie bereits zu Beginn des Kapitels angemerkt, stehen grundsätzlich verschiedene Techniken zur Herstellung konformer Antennen zur Auswahl. Für den Einsatz einer Antenne in einem kommerziellen System ist, neben den technischen Anforderungen, immer auch auf den Einsatz einer einfachen und kostengünstigen Fertigungstechnik zu achten. Aus diesem Grund werden die benötigten Mikrostreifenleitungsstrukturen zur Realisierung der Antenne vor der Formgebung mit Verfahren zur Herstellung ebener Leiterplatten gefertigt. Dabei



**Bild 6.14:** Realisierte Halbkreisgruppe mit Reflektor: a) Vorder- und b) Rückseite mit Mischern, Lokaloszillator (LO) und LO-Verteilnetzwerk.

werden die Leitungsstrukturen auf dem beidseitig metallisierten Antennensubstrat mit Hilfe von Photolithographie und nasschemischem Ätzen definiert. Das bearbeitete Substrat wird anschließend, ohne thermische Unterstützung, durch Aufkleben auf einen Aluminium-Halbzyylinder in die gewünschte Form gebracht. Aus dem im Entwurf zugrunde gelegten Elementabstand  $d = 0.65\lambda = 19.5 \text{ mm}$  bei der Mittenfrequenz  $f = 10 \text{ GHz}$ , folgt der Zylinderradius der Halbkreisgruppe zu  $\rho = 2Nd/(2\pi) = 8/\pi \cdot 19.5 \text{ mm} = 49.6 \text{ mm}$ . Aufgrund der Verfügbarkeit eines entsprechenden Halbzeuges wird für die Realisierung ein Aluminiumrohr mit einem Außendurchmesser von 100 mm verwendet. Auf der Oberfläche der Antennenstruktur wird sich daher zusammen mit dem Antennensubstrat ein Radius von etwa 50.8 mm einstellen. Diese geringe Abweichung der Krümmung beeinflusst das Gesamtverhalten der Antenne nicht. Die Front- und Rückansicht der realisierten Antenne sind in Bild 6.14 gezeigt. Auf dem Bild 6.14 b) sind ebenfalls die zur Konvertierung der Antennensignale in den Zwischenfrequenzbereich notwendigen Mischer, sowie der Lokaloszillator (LO) und das entsprechende LO-Verteilnetzwerk zu erkennen. Details zu dem gesamten Empfangssystem sind in Anhang A zusammengestellt. Der elektrische Anschluss der coaxialen Zuleitungen an die Antennenzeilen erfolgt durch Lötverbindungen an der Leitungsstruktur auf der Oberseite des Substrates und an der Massefläche auf der Substratrückseite. Zur mechanischen Entlastung wird die Verbindung auf der Rückseite des Substrates zusätzlich durch eine Klebeverbindung stabilisiert. Die Gegenseiten der coaxialen Anschlussleitungen enden jeweils mit einem SMA-Steckverbinder.

Um eine Aussage über die Eingangsanpassung und die auftretende Verkopplung treffen zu können, erfolgt zunächst die Messung der Streuparameter mit Hilfe eines Netzwerkanalysators. Die entsprechenden Messergebnisse sind zusammen mit dem Simulationsergebnis für die Anpassung einer einzelnen Antennenzeile in Bild 6.15 dargestellt. Die optimale Anpassung der realisierten Antennen liegt etwa 50 MHz unterhalb der angestrebten Mittenfrequenz von 10 GHz. Dieser relative Fehler von etwa 0.5% ist auf Unsicherheiten bei der Herstellung zurückzuführen. Bei Abmessungen der Strahler von etwa 10 mm entspricht dies einer Fertigungstoleranz von etwa  $50 \mu\text{m}$ . Dies liegt durchaus im Bereich der zu berück-



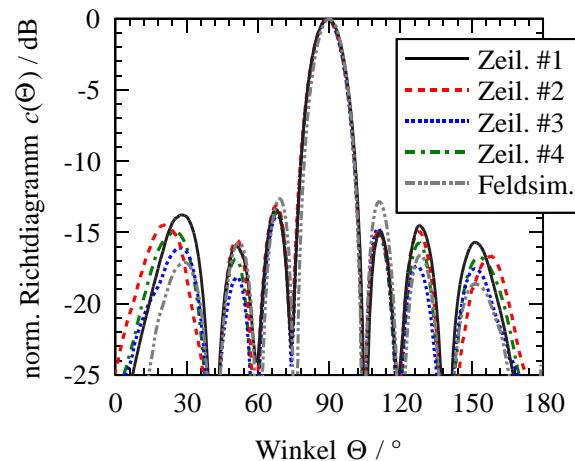
**Bild 6.15:** a) Betrag der gemessenen Eingangsreflexionsfaktoren der verschiedenen Antennenzeilen im Vergleich zum MoM-Simulationsergebnis einer einzelnen Zeile und b) gemessene Transmission zwischen verschiedenen Antennenzeilen.

sichtigen Ätztoleranz bei dem verwendeten Herstellungsprozess. Eine weitere Quelle für Ungenauigkeiten der Messung sind die notwendigen coaxialen Steckverbinder, welche ebenfalls zu einer leichten Verschiebung des Streuparameter- oder Impedanzverlaufes beitragen. Durch die ausreichend große 10 dB-Bandbreite der Untergruppen, die sowohl in Messung als auch in der Simulation etwa 200 MHz liegt, ist die Anpassung bei 10 GHz immer noch besser als -15 dB und der Einsatz der Antenne bei dieser Frequenz uneingeschränkt möglich.

Die Messung der Kopplung zwischen den verschiedenen Speisepunkten  $S_{nm}$  ist exemplarisch für drei Kombinationen in Bild 6.15 b) gezeigt. Die Ergebnisse zeigen, dass Kopplungen benachbarter Elemente immer deutlich unterhalb -25 dB und aller anderen Elemente immer unterhalb -35 dB liegen. Die geringe Kopplung zwischen benachbarten Elementen ist auch der Grund dafür, dass der Reflexionsfaktor  $S_{nn}$  der Elemente 1 und 8, welche nahe an dem Reflektor liegen, nicht merklich von den Reflexionsfaktoren der übrigen Elemente abweicht.

In Bild 6.16 sind die gemessenen Elevationsdiagramme der Antennenzeilen 1 bis 4 zusammen mit dem Ergebnis der Feldsimulation gezeigt. Die Messung zeigt eine sehr gute Übereinstimmung mit dem berechneten Verhalten der Antenne. Bei der Simulation wird von einem unendlich ausgedehnten Substrat und unendlich ausgedehnter Massemetallisierung entlang der Zylinderachse ausgegangen. Im Gegensatz dazu ist bei der Realisierung die Länge des Substrates 14 cm und die Länge des Zylinders  $10\lambda = 30$  cm. Die leichten Abweichungen zwischen der Simulation und den Messergebnissen im Bereich der Nebenkeulen wird auf diesen Unterschied zwischen der theoretischen und der realisierten Struktur zurückgeführt.

Wie im vorigen Abschnitt beschrieben, geht die Berechnung der in Bild 6.13 gezeigten Elementdiagramme von einer unendlich ausgedehnten, leitenden Ebene auf der Rückseite der Antenne aus, welche durch geeignete Spiegelquellen zu ersetzen ist. Bei der Realisierung ist diese leitende Ebene durch einen Reflektor mit endlichen Abmessungen angenähert. Um

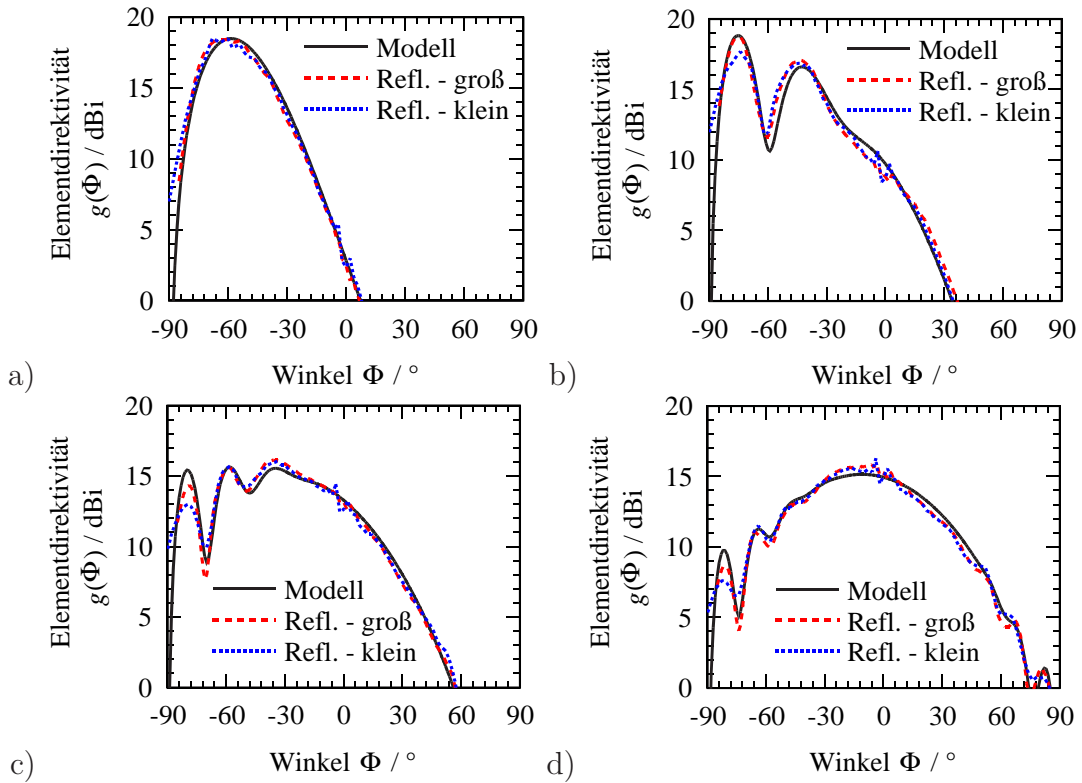


**Bild 6.16:** Gemessene Elevationsrichtdiagramme der Antennenzeilen 1 bis 4 im Vergleich zum MoM-Simulationsergebnis einer einzelnen Zeile.

den Einfluss der Reflektorgröße zu erfassen, werden die Messungen der Azimutdiagramme mit zwei Reflektoren unterschiedlicher Größe durchgeführt. Während die Höhe der Reflektoren mit 30 cm in beiden Fällen an die Länge des Aluminiumzylinders angepasst ist, wird für den kleinen Reflektor eine Breite von 40 cm =  $13.33\lambda$  und für den großen Reflektor eine Breite von 70 cm =  $23.33\lambda$  gewählt.

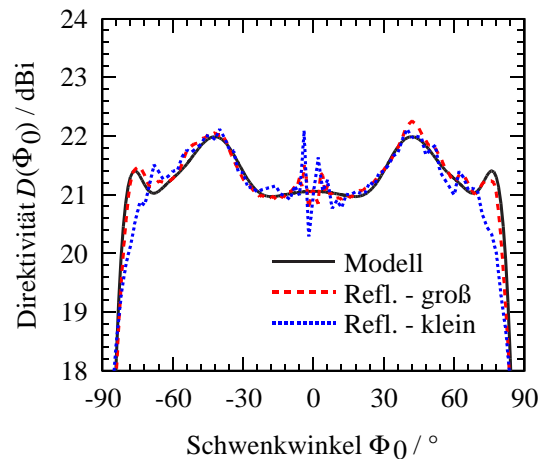
Während in der Elevationsebene lediglich der Betrag des Richtdiagramms relevant ist, wird die vektorielle Aufzeichnung der Signale aller Antennenzeilen für die Azimutebene von Interesse sein. Diese bilden die Datenbasis für die Untersuchungen zur Vorverarbeitung der Antennensignale, d.h. die Betrachtung von Kalibrier- und Interpolations-Algorithmen, im nächsten Abschnitt. Die Aufzeichnung der Daten erfolgt mit dem in Anhang A beschriebenen Empfangssystem und liefert im Fall einer einzelnen Quelle und bei Messung ausreichend vieler Richtungen die komplexwertigen Elementdiagramme.

In Bild 6.17 ist der Vergleich der entsprechenden Diagramme nach Modell und Messung durch die Betragsverläufe in der Azimutebene für die Elemente eines Quadranten der Halbkreisgruppe gezeigt. Grundsätzlich ist eine sehr gute Übereinstimmung zwischen den theoretisch ermittelten und den gemessenen Elementdiagrammen festzustellen. In allen Messungen ist im Bereich um  $\Phi = 0^\circ$  eine deutliche Schwankung zu beobachten, welche durch eine Resonanz im Messaufbau zu begründen ist. Im Falle des kleinen Reflektors fallen die Werte der Elementdirektivität für die Elemente 2 bis 4 um 1 dB bis 3 dB kleiner als erwartet aus. Durch die Verwendung des großen Reflektors wird dieser Unterschied zwischen der Berechnung und Messung deutlich minimiert. Dies zeigt sich auch im Vergleich der maximal erreichbaren Direktivität entsprechend der Berechnung und der Messung in Bild 6.18 deutlich. Analog zu den theoretischen Betrachtungen wird diese nach Gleichung 3.23 in Abhängigkeit vom Schwenkwinkel  $\Phi_0$  bestimmt. Aus den Messergebnissen mit dem großen Reflektor wird eine Direktivität von  $21.4 \text{ dBi} \pm 0.6 \text{ dBi}$  im Winkelbereich  $\pm 80^\circ$  erreicht. Für den Fall des kleinen Reflektors verkleinert sich der Winkelbereich auf etwa  $\pm 75^\circ$ . Ab-



**Bild 6.17:** Vergleich des nach dem Modell berechneten und mit zwei verschiedenen Reflektoren gemessenen Elementdiagramms des Elementes a) 1 b) 2 c) 3 d) 4. Abmessungen der Reflektoren:  $10\lambda \times 13.33\lambda$  (klein) und  $10\lambda \times 23.33\lambda$  (groß).

gesehen von den bereits angesprochenen Schwankungen im Bereich um  $\Phi = 0^\circ$  ist auch für den Verlauf der maximal erreichbaren Direktivität eine sehr gute Übereinstimmung zwischen dem Modell und der Messung mit dem großen Reflektor zu verzeichnen. Um das gewünschte Verhalten der Antennengruppe in der Azimutebene zu erhalten, ist daher auf die Wahl einer ausreichend großen leitenden Fläche auf der Rückseite der Antenne zu achten.



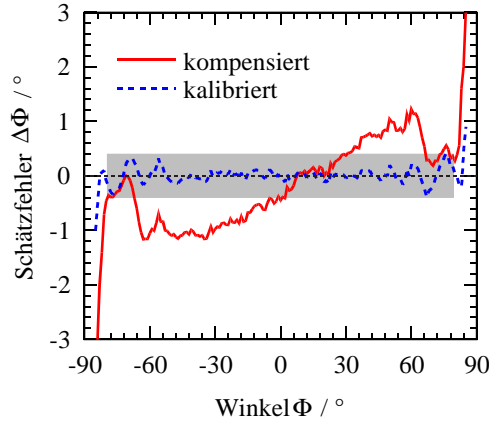
**Bild 6.18:** Erreichbare Direktivität als Funktion des Schwenkwinkels entsprechend dem theoretischen Modell und den Messung mit kleinem und großem Reflektor.

## 6.4 Kalibrierung und Interpolation

Trotz der im vorhergehenden Abschnitt festgestellten Übereinstimmung zwischen dem berechneten und dem gemessenen Verhalten der Antennen ist es notwendig, etwaige Fehler im Betrags- und Phasenverlauf der räumlichen Impulsantwort vor der anschließenden Signalverarbeitung zu kompensieren. Als Datenbasis für diese Korrektur wird die gemessene räumliche Impulsantwort  $\tilde{\mathbf{h}}(\Phi)$  der Gruppe in der Azimutebene verwendet. Um in einem ersten Schritt den Einfluss der unterschiedlichen Verbindungsleitungen sowie Streuungen der Komponenten in den Empfangszweigen zu kompensieren, wird für den Referenzwinkel  $\Phi_{ref} = 0^\circ$  die in Abschnitt 4.2.1 beschriebene Einpunkt-Korrektur durchgeführt. Der aus der korrigierten räumlichen Impulsantwort  $\tilde{\mathbf{h}}(\Phi)$  mit dem MUSIC-Verfahren nach Gleichung 4.30 ermittelte Winkelschätzfehler  $\Delta\Phi$  ist in Bild 6.19 dargestellt. Die fehlerfreie räumliche Impulsantwort  $\mathbf{h}(\Phi)$  ist dabei durch das analytische Modell für das Elementdiagramm und die Gleichung 6.12 gegeben. Der mit einem quadratischen Mittelwert  $\text{rms}\{\Delta\Phi_{\text{komp}}\} = 0.72^\circ$  gering ausfallende Schätzfehler unterstützt die Aussage des vorangegangenen Abschnittes, nach der es eine sehr gute Übereinstimmung zwischen dem tatsächlichen und dem modellierten Verhalten der Antennen gibt. Vor allem die geringe Verkopplung der Antennenzeilen, wie sie aus der Messung der Streuparameter hervorgeht, trägt dazu bei, dass bereits die einfache Kompensation zu einem guten Ergebnis für den Richtungsschätzfehler führt.

Durch die Verwendung einer geeigneten Kalibriermatrix ist nach Kapitel 4 der Schätzfehler weiter zu reduzieren. Die Berechnung der Kalibriermatrix  $\mathbf{C}$  erfolgt dazu nach dem SEE-Verfahren entsprechend der Gleichung 4.46 aus der gemessenen räumlichen Impulsantwort  $\tilde{\mathbf{h}}(\Phi)$  für den gesamten sichtbaren Winkelbereich von  $\Phi = \pm 80^\circ$ . Der resultierende Schätzfehler, dessen Verlauf ebenfalls in Bild 6.19 gezeigt ist, fällt nach der Kalibrierung mit einem quadratischen Mittelwert innerhalb des sichtbaren Winkelbereiches  $\text{rms}\{\Delta\Phi_{\text{kali}}\} = 0.13^\circ$





**Bild 6.19:** Richtungsschätzfehler in der Azimutebene nach Einpunkt-Korrektur und nach Kalibrierung der Antennengruppe für den Winkelbereich von  $\Phi = \pm 80^\circ$ .

erwartungsgemäß deutlich geringer als nach der einfachen Kompensation aus.

Dieses Vorgehen erlaubt somit die Schätzung der Richtung von einfallenden Signalen mit einem sehr geringen Restfehler. Aufgrund der Antennenkonfiguration und der daraus resultierenden Struktur der räumlichen Impulsantwort zur Richtungsschätzung ist aber in jedem Fall ein auf einer parametrischen Suche basierender Algorithmus wie das MUSIC-Verfahren zu verwenden. Die Anwendung effizienter Verfahren zur Richtungsschätzung, wie z.B. der ESPRIT-Algorithmus, sind dagegen nicht direkt möglich. Um dies zu ermöglichen, ist im Fall der Kreisgruppenantenne im vorhergehenden Kapitel eine Transformation zur Approximation der räumlichen Impulsantwort durch eine neue Struktur eingesetzt worden. Bei dieser Transformation wird die Belegungsfunktion  $w(\Phi)$  durch die FOURIER-Reihe

$$w^*(\Phi) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \alpha_m e^{jm\Phi} \quad (6.14)$$

angenähert. Bei der vorliegenden Gruppenkonfiguration erzwingen der Reflektor und die daraus resultierenden Spiegelquellen die Bedingung

$$w^*(\pi - \Phi) \stackrel{!}{=} -w^*(\Phi), \quad (6.15)$$

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} (-1)^m \alpha_m e^{-jm\Phi} \stackrel{!}{=} - \sum_{m=-\infty}^{\infty} \alpha_m e^{jm\Phi}. \quad (6.16)$$

Diese kann nur erfüllt sein, wenn bei Summenelementen mit ungeradem  $m$  der Imaginärteil und bei geradem  $m$  der Realteil verschwindet. Für eine Transformation hätte dies die getrennte Gewichtung von Real- und Imaginärteil der räumlichen Impulsantwort zur Folge. Diese getrennte Bewertung würde sich jedoch ebenfalls auf das zu übertragene komplexe Basisbandsignal auswirken und somit zum Verlust der eigentlichen Information führen. Damit ist dieser Ansatz auszuschließen.



Da keine Lösung für eine exakte Transformation auf eine alternative virtuelle Mannigfaltigkeit mit der erwünschten VANDERMONDE-Struktur angegeben werden kann, wird die Anwendbarkeit des in Abschnitt 4.3.1 zur Kalibrierung vorgestellten Interpolationsverfahrens nach SEE untersucht. Die Interpolation wird für den gesamten sichtbaren Winkelbereich durchgeführt, woraus die Interpolationsgrenzen zu  $\Phi^u = -80^\circ$  und  $\Phi^o = 80^\circ$  folgen. Der resultierende systematische Schätzfehler bildet bei diesem Ansatz mit nur einem Interpolationsintervall eine obere Schranke und kann grundsätzlich durch Verkleinerung des Intervalls nahezu beliebig reduziert werden. Darauf wird hier jedoch nicht weiter eingegangen. Vielmehr liegt der Schwerpunkt hier auf dem Vergleich der Interpolation der von der Antenne vorgegebenen Eigenstruktur  $\hat{\mathbf{u}}$ , welche die Rolle der unkalibrierten Eigenstruktur übernimmt, durch unterschiedliche virtuelle Mannigfaltigkeiten. Deren Eigenstruktur sei allgemein durch

$$\hat{\mathbf{u}}_V = \frac{z(\Phi)^{\mathbf{n}}}{\sqrt{N_V}}, \quad (6.17)$$

$$\mathbf{n} = [0, 1, \dots, N_V - 1]^T, \quad (6.18)$$

gegeben und nimmt in dem Kalibrierverfahren aus Abschnitt 4.3.1 die Rolle der fehlerfreien Eigenstruktur ein. Der in Bild 6.12 gezeigte Querschnitt der realen Gruppenkonfiguration legt zunächst die Auswahl einer linearen Gruppenantenne aus  $N_V$  Elementen entlang der  $y$ -Achse als virtuelle Anordnung nahe. Die Winkelabhängigkeit ist in diesem Fall durch

$$z_{lin} = e^{jK_{lin} \sin(\Phi)} \quad (6.19)$$

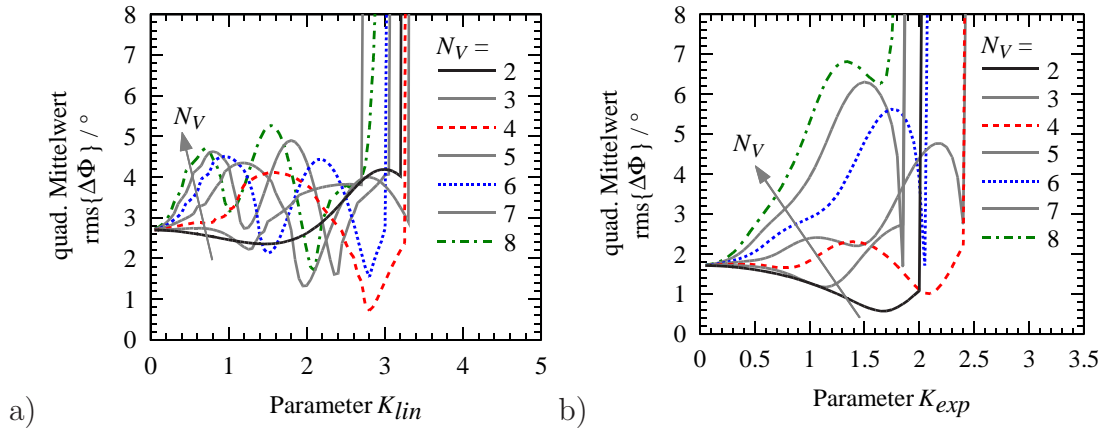
gegeben. Der Parameter  $K_{lin} = 2\pi d/\lambda$  ist darin ein Maß für den normierten Elementabstand. Aus der Transformation von Kreisgruppenantennen ist der Ansatz der Exponentialfunktion

$$z_{exp} = e^{jK_{exp} \Phi} \quad (6.20)$$

für die Winkelabhängigkeit abgeleitet. Je nach Wahl der Konstanten  $K_{exp}$  handelt es sich dabei jedoch nicht mehr wie bei der Transformation unbedingt um orthogonale Moden. Vielmehr sind die Werte für die Parameter  $K_{lin}$  und  $K_{exp}$  sowie für die Anzahl der Elemente in der virtuellen Gruppe  $N_V$  so zu wählen, dass der resultierende Winkelschätzfehler ein Minimum erreicht.

Aus dem Schätzwert für  $\tilde{z}$ , der nun durch den ESPRIT-Algorithmus nach Gleichung 4.34 zu bestimmen ist, und den Gleichungen 6.19 und 6.20 folgt der geschätzte Winkel  $\tilde{\Phi}$ . Wie bei der Kalibrierung erfolgt die Auswertung des systematischen Schätzfehlers  $\Delta\Phi$  für alle Winkel. Als Vergleichsmaßstab für die Qualität der Interpolation wird wieder der quadratische Mittelwert des Schätzfehlers über alle Sektorwinkel verwendet. Die resultierenden Ergebnisse dieser Berechnung sind für unterschiedliche Parameterkombinationen von  $K_{lin}$ ,  $K_{exp}$  und  $N_V$  in Bild 6.20 gezeigt.

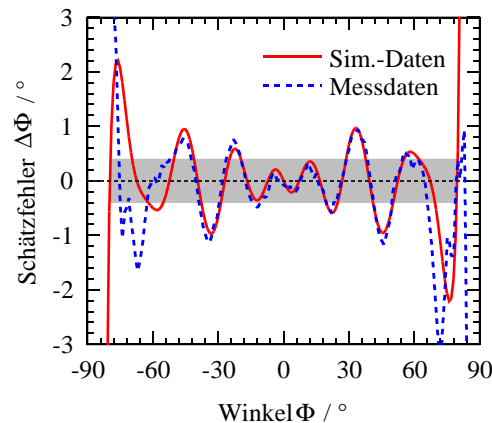
Bei der Interpolation durch die lineare Gruppe zeigt sich für kleine Werte von  $K_{lin}$  ein proportionaler Zusammenhang zwischen der Elementzahl  $N_V$ , dem Parameter  $K_{lin}$  und



**Bild 6.20:** Quadratischer Mittelwert des Richtungsschätzfehlers innerhalb des sichtbaren Winkelbereiches nach der Interpolation durch a) eine lineare Gruppe und b) die parametrisierte Exponentialfunktion.

dem quadratischen Mittelwert des Schätzfehlers. Die Vergrößerung der Gruppe führt also in diesem Bereich immer zur Verschlechterung des resultierenden Fehlers. Je nach Anzahl der verwendeten Elemente steigt der Fehler für Werte von  $K_{lin}$  im Bereich 2.7 bis 3.3 unverhältnismäßig stark an. Diesen Werten sind Elementabstände von  $d = 0.43\lambda \dots 0.53\lambda$  zuzuordnen. Im Zusammenhang mit der Interpolation ist also davon auszugehen, dass in diesem Bereich Mehrdeutigkeiten auftreten, die zu Fehlern bei der Richtungsschätzung führen. Weiterhin ist festzustellen, dass der minimale Fehler für die verschiedenen virtuellen linearen Gruppen nicht proportional zu der Anzahl der verwendeten Elemente  $N_V$  abfällt. Der kleinste Fehler bei der Interpolation mit der linearen Gruppe ist  $\text{rms}\{\Delta\Phi\} = 0.73^\circ$  und wird mit  $N_V = 4$  Elementen und  $K_{lin} = 2.8$  erreicht. Bei der Interpolation mit der parametrisierten Exponentialfunktion zeigt der Fehler für kleine Werte von  $K_{exp}$  ein ähnliches Verhalten wie im vorangegangenen Fall. Der minimal erreichbare Fehler tritt für  $N_V = 2$  auf und liegt mit  $\text{rms}\{\Delta\Phi\} = 0.58^\circ$  bei  $K_{exp} = 1.67$  unterhalb von dem mit der linearen Gruppe erreichten Fehler. Die Anzahl der mit dieser Interpolation unterscheidbaren Signale reduziert sich hierbei jedoch auf ebenfalls zwei. Der minimale Fehler für  $N_V = 4$  liegt nach Bild 6.20 b) mit  $\text{rms}\{\Delta\Phi\} = 1^\circ$  oberhalb des mit der linearen Gruppe erreichten Fehlers. Aus der Abwägung zwischen der Anzahl von Elementen in der virtuellen Anordnung und einem möglichst kleinen systematischen Schätzfehler fällt die Wahl der virtuellen Struktur auf die lineare Gruppe aus  $N_V = 4$  Elementen.

Der Abschluss dieser Betrachtungen wird durch die Interpolation der gemessenen räumlichen Impulsantwort der realisierten Halbkreisgruppe durch die ausgewählte virtuelle lineare Gruppe gebildet. Da diese Interpolation die Abbildung der gemessenen Daten auf eine fehlerfreie Struktur beinhaltet, ist die am Anfang dieses Abschnitts behandelte Kalibrierung automatisch eingeschlossen. Die Variation des Parameters  $K_{lin}$  zur Minimierung des quadratischen Mittelwertes des Schätzfehlers aus den gemessenen Daten zeigt ein Minimum von  $\text{rms}\{\Delta\Phi\} = 0.96^\circ$  bei  $K_{lin} = 2.73$ . Der Vergleich der resultierenden Schätzfehler



**Bild 6.21:** Schätzfehler nach der Interpolation der berechneten und der gemessenen räumlichen Impulsantwort durch die Mannigfaltigkeit einer linearen Gruppe aus  $N_V = 4$  Elementen.

für die Interpolation der berechneten und der gemessenen räumlichen Impulsantwort durch die Mannigfaltigkeit der linearen Gruppe ist in Bild 6.21 dargestellt. Das gute Ergebnis nach der Kalibrierung setzt sich hier in der Form fort, dass mit den Messdaten fast im gesamten Winkelbereich der theoretisch bestimmte systematische Schätzfehler erreicht wird. Die sehr guten Ergebnisse für den erhaltenen Schätzfehler in Bild 6.19 nach der Kalibrierung und Richtungsschätzung mit dem aufwendigeren Schätzalgorithmus können nach der Interpolation nicht mehr erwartet werden. Trotzdem ist die Schätzung der Richtung einfallender Signale mit dem Interpolations-Ansatz im gesamten Winkelbereich fast immer mit einer Unsicherheit kleiner  $1^\circ$  möglich. Der Schätzfehler lässt sich darüber hinaus durch Aufteilung des sichtbaren Winkelbereiches in  $L$  separat betrachtete Interpolationssektoren reduzieren. Unter Umständen ist dann bei der Bestimmung der Interpolationsmatrizen die Unterdrückung einfallender Signale aus Richtungen außerhalb des betrachteten Interpolationssektors vorzusehen [110].

Diese vor der Signalverarbeitung durchzuführende Vorverarbeitung der Antennensignale bildet den Abschluss des Entwurfes der zylinderkonformen Antenne. Mit der gewählten Antennenkonfiguration wird für die Azimutebene eine Abdeckung von  $\pm 80^\circ$  mit der geforderten Direktivität von 20 dBi demonstriert. Abhängig von den aus der Anwendung hervorgehenden Anforderungen an Genauigkeit und Geschwindigkeit der Signalverarbeitung der Antennensignale sind Ansätze zur Kalibrierung oder Interpolation untersucht worden. Diese bilden als Signalvorverarbeitung die Schnittstelle zwischen dem Antennensystem und der anschließenden digitalen Signalverarbeitung. Durch die Verwendung geeigneter Modelle bei der Synthese der Antennengruppe werden zeitintensive Feldsimulationen lediglich zur Verifikation der Entwurfsergebnisse vor der Realisierung der Gruppe eingesetzt. Grundsätzlich ermöglichen jedoch erst diese Simulationswerkzeuge eine systematische Entwicklung entsprechender Modelle, da sie Einblicke in die betrachteten Strukturen erlauben, die auf anderem Weg kaum zu erhalten sind.



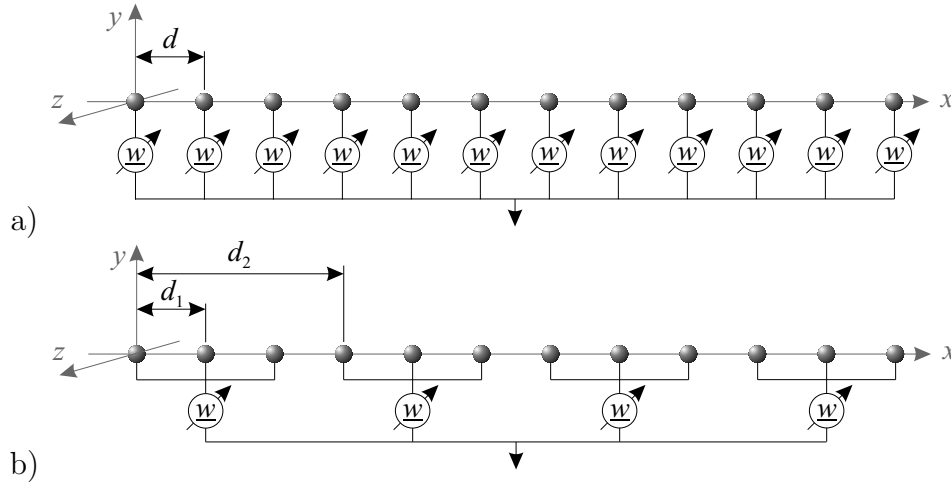
# Kapitel 7

## Lineare Gruppe mit direktiven Quasi-YAGI-Elementen

In aktiven Antennensystemen ist die Anzahl der benötigten Sende- und Empfangszweige einer der wesentlichen Kostenfaktoren. Für kommerzielle Anwendungen sind daher Lösungen zur Reduzierung dieser Anzahl gefordert, die gleichzeitig die Realisierung spezifizierter Antenneneigenschaften innerhalb eines bestimmten Winkelsegmentes bieten. Solche Antennensysteme sind beispielsweise in Radarsensoren der Automobiltechnik zur Überwachung des vorausfahrenden Verkehrs zu finden. Sie werden häufig als Linsen- oder Reflektorantennen mit einer kleinen Anzahl von Speisepunkten in der Umgebung des Fokuspunktes ausgeführt. Diese Multi-Beam-Antennen realisieren einen hohen Gewinn und schmale Hauptkeulen zur Ausleuchtung sehr kleiner Winkelsegmente von  $10^\circ$  bis  $15^\circ$  mit beispielsweise nur drei oder vier Sende- und Empfangszweigen [111, 36]. Anwendungen in Kommunikationssystemen ergeben sich für solche Antennensysteme immer dann, wenn die gewünschte Qualität der Verbindung eine hohe Direktivität fordert, während die Position des Kommunikationspartners auf ein bestimmtes Winkelsegment beschränkt ist.

Durch die Verwendung dual polarisierter Sensor- oder Übertragungssysteme lassen sich deutliche Steigerungen z.B. der Qualität von Radarabbildungen oder der Kapazität von Funkverbindungen erreichen. Weiterhin kommt es durch Reflexionen bei der Wellenausbreitung, z.B. in einer Mobilfunkumgebung, zu Depolarisations-Effekten, welche die Auswertung zweier orthogonaler Polarisierungen vorteilhaft werden lassen [112, 113, 114].

Diese Aspekte bilden die Grundlage des hier beschriebenen Entwurfs einer dual polarisierten linearen Antennengruppe aus direktiven Elementen. Mit der Antennengruppe ist innerhalb eines Sichtfeldes von  $\pm 15^\circ$  eine Direktivität von  $D \geq 17$  dBi für alle Polarisierungen zu erreichen. Die Elemente sind als Untergruppen von parasitär gekoppelten, gedruckten Dipolen ausgeführt, deren Funktionsprinzip an das der YAGI-UDA-Antenne angelehnt ist. Im Gegensatz zu üblichen Multi-Beam-Konzepten mit Linsen- oder Reflektorantennensystemen bietet dieser Ansatz eine größere Anzahl von Parametern zur Einstellung der gewünschten Antenneneigenschaften. Gleichzeitig erlaubt das vorgestellte Konzept die



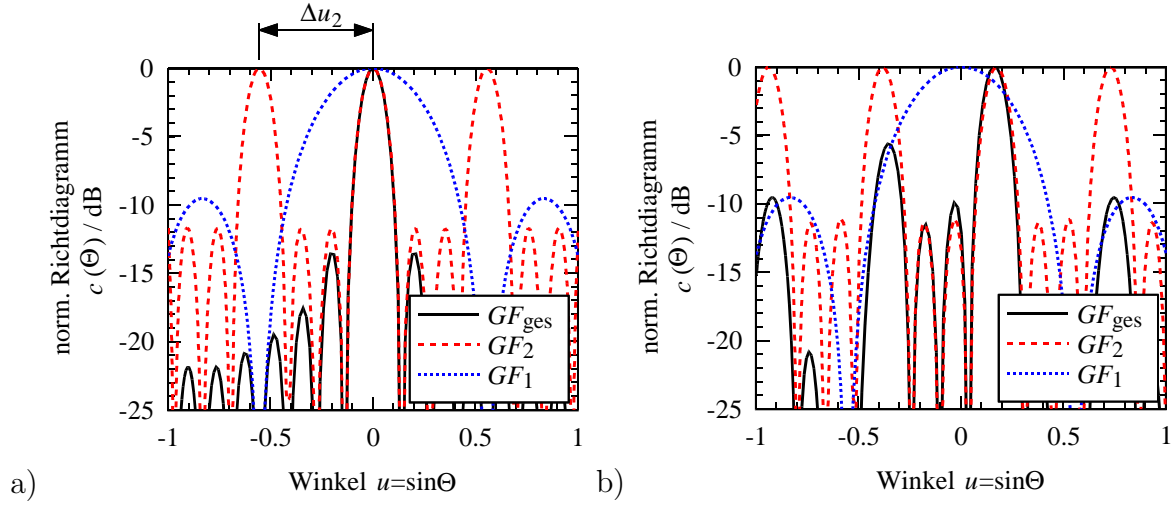
**Bild 7.1:** Schematische Darstellung einer aktiven Antennengruppe a) mit dem konventionellen „Ein-Pfad-pro-Element“-Ansatz und b) durch Verwendung von Untergruppen.

Realisierung größerer Gruppen in einer kompakten Bauform und in einer kostengünstigen Technologie. Die Untergruppenbildung, welche im folgenden Abschnitt betrachtet wird, reduziert dabei die Anzahl der benötigten Signalfade auf ein Minimum. Der Entwurf der neuartigen Quasi-YAGI-Elemente erfolgt mit einem speziellen Modellierungsansatz, der die effiziente Synthese der Struktur erlaubt. Neben den Eigenschaften und Ergebnissen der messtechnischen Charakterisierung einer linearen Gruppe aus vier Quasi-YAGI-Elementen werden in den abschließenden Abschnitten dieses Kapitels die Besonderheiten der Parameterschätzung und Kalibrierung zu dieser Antennengruppe behandelt.

## 7.1 Gruppenkonfiguration

Die Anzahl der benötigten Signalfade in einem aktiven Antennensystem ist deutlich gegenüber dem konventionellen „Ein-Pfad-pro-Element“-Ansatz zu senken, wenn Signale nur aus einem eingeschränkten Winkelbereich zu erwarten sind. Der konventionelle Ansatz ist für eine Gruppe aus  $N = 12$  isotropen Kugelstrahlern, denen jeweils eine komplexe Gewichtung zugeordnet ist, schematisch in Bild 7.1 a) gezeigt und stellt den Ausgangspunkt für die Berechnungen in diesem Abschnitt dar. Daneben ist ebenfalls die Gruppenkonfiguration bei Verwendung von Untergruppen schematisch in Bild 7.1 b) gezeigt. Die Untergruppen bestehen dabei aus  $N_1$  Elementen im Abstand  $d_1$ . Die  $N_2$  Untergruppen werden dann in der übergeordneten Gruppe im Abstand  $d_2$  angeordnet.

Zunächst erfolgt die Auslegung der Untergruppe hinsichtlich des abzudeckenden Winkelsegmentes. Vereinfachend wird dazu angenommen, dass dies im Wesentlichen durch die Hauptkeulenbreite des Gruppenfaktors der Untergruppe limitiert ist. Bei dem vorgegebenen Winkelbereich von  $\pm 15^\circ$ , also  $\Theta_{HPBW} = 30^\circ$ , und der Abschätzung für Keulenbreite



**Bild 7.2:** Gruppenfaktoren der Untergruppen  $GF_1$ , der übergeordneten Gruppe  $GF_2$  sowie der gesamten Gruppe  $GF_{ges}$  für die Hauptstrahlrichtungen a)  $\Theta = 0^\circ$  und b)  $\Theta = 10^\circ$ .

einer Apertur mit konstanter Belegung [6]

$$\Theta_{HPBW} \approx 51^\circ \cdot \frac{\lambda}{L}, \quad (7.1)$$

folgt die Länge der Untergruppe zu  $L \approx 1.7\lambda$ . Für das Beispiel wird die Untergruppe aus  $N_1 = 3$  Elementen im Abstand  $d_1 = 0.6\lambda$  bestehen. Das resultierende Untergruppendiagramm der ausschließlich betrachteten  $xz$ -Ebene ist in Bild 7.2 als  $GF_1$  in Abhängigkeit der Variablen  $u = \sin \Theta$  gezeigt. Wird dieser Elementabstand auch für die Anordnung der  $N_2 = 4$  Untergruppen angesetzt, so werden diese im Abstand  $d_2 = N_1 \cdot d_1 = 3 \cdot 0.6\lambda = 1.8\lambda$  angeordnet. Dieser Kombination der Untergruppen ist der Gruppenfaktor  $GF_2$  zuzuordnen. Das gesamte Verhalten der Antennengruppe aus  $N = N_1 \cdot N_2 = 12$  Elementen folgt nun aus dem Produkt der beiden Gruppenfaktoren zu

$$GF_{ges} = GF_1 \cdot GF_2. \quad (7.2)$$

Durch den in der übergeordneten Gruppe vorliegenden großen Elementabstand kommt es zu sekundären Hauptkeulen. Diese werden, wie in Bild 7.2 a) gezeigt, im Fall der nicht geschwenkten Hauptkeule durch die Nullstellen der Untergruppendiagramme vollständig unterdrückt, sodass der  $GF_{ges}$  genau eine deutliche Hauptkeule aufweist.

Bei konventionellen phasengesteuerten Antennen wird die Hauptstrahlrichtung durch Anregung mit einer linearen Phasenbelegung verändert, im Fall der Untergruppenbildung kann diese nur durch eine stufenförmige Phasenbelegung angenähert werden. Dadurch verschiebt sich nur der  $GF_2$ , so wie es in Bild 7.2 b) gezeigt ist. Der Verlauf des  $GF_1$  bleibt währenddessen unverändert. Neben der gewünschten Hauptkeule des  $GF_2$  in Richtung  $u = \sin 10^\circ = 0.17$  tritt bereits bei diesem kleinen Schwenkwinkel eine sekundäre Hauptkeule des  $GF_2$  in den Bereich der Hauptkeule des  $GF_1$  und wird, wie in Bild 7.2 b) gezeigt, im Gruppendiagramm  $GF_{ges}$  deutlich sichtbar.

Um dies zu unterbinden, muss der in Bild 7.2 gekennzeichnete Abstand der Hauptkeulen

$$\Delta u_2 = \frac{\lambda}{d_2} \quad (7.3)$$

durch Verringerung des Abstandes der Untergruppen  $d_2$  angepasst werden. Dazu ist zunächst der maximal auftretende Schwenkwinkel der primären Hauptkeule  $u_{pri,max} = \pm \sin 15^\circ = \pm 0.26$  festzulegen. Weiterhin wird angenommen, dass die sekundären Hauptkeulen ausreichend unterdrückt sind, wenn diese bei maximaler Verschiebung der primären Hauptkeule nicht in den Bereich der Hauptkeule des  $GF_1$  gelangen, also nicht innerhalb der ersten Nullstelle des  $GF_1$  liegen. Diese Grenzen sind für das konkrete Beispiel bei  $u_{sek,min} = \mp \sin 34^\circ = \mp 0.56$  festzustellen. Für den Abstand zwischen den Hauptkeulen im Diagramm der übergeordneten Gruppe ist somit

$$\Delta u_2 > u_{pri,max} - u_{sek,min} \quad (7.4)$$

einzuhalten und der Abstand der Untergruppen folgt demnach aus

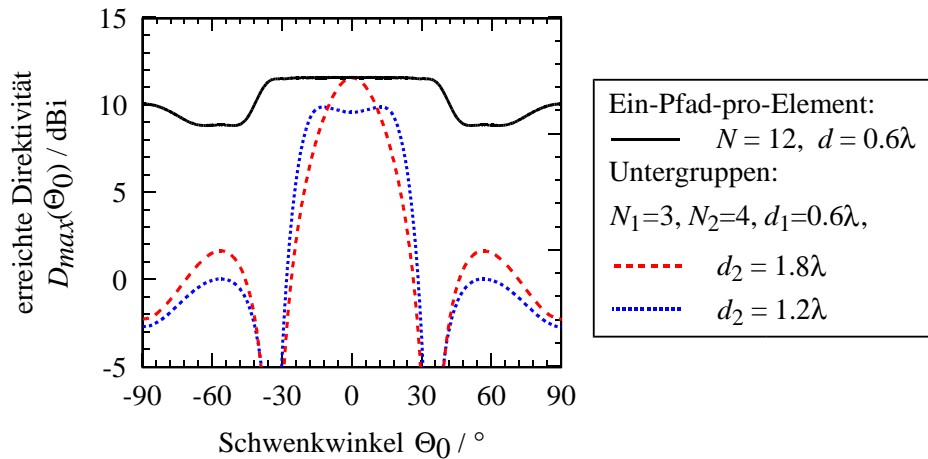
$$d_2 < \frac{\lambda}{u_{pri,max} - u_{sek,min}} = \frac{\lambda}{\sin(15^\circ) + \sin(35^\circ)} = 1.2\lambda. \quad (7.5)$$

Bei der Betrachtung der schematisch dargestellten linearen Gruppe wird jedoch klar, dass sich bei  $d_2 = 1.2\lambda$  und  $d_1 = 0.6\lambda$  eine Überschneidung des ersten Elements der  $(n_2 + 1)$ -ten Untergruppe mit dem letzten Element der  $n_2$ -ten Untergruppe auftritt. Die Untergruppen sind bei einem solchen Realisierungsansatz also verschachtelt anzuordnen, um die unvermeidlichen sekundären Hauptkeulen ausreichend zu unterdrücken.

Durch diese Verschachtelung verringert sich die physikalische Aperturgröße der Antenne und wie in Bild 7.3 zu erkennen ist, geht damit auch eine Verringerung der maximal erreichbaren Direktivität einher. Für den im Beispiel betrachteten Fall einer linearen Gruppe aus  $N = 12$  separat steuerbaren isotropen Kugelstrahlern im Abstand  $d = 0.6\lambda$  wird senkrecht zur Gruppenachse eine Direktivität von ca. 11.5 dBi innerhalb eines Winkelbereiches von  $\pm 35^\circ$  erreicht. Das Zusammenfassen zu  $N_2 = 4$  Untergruppen aus  $N_1 = 3$  Elementen und deren Anordnung mit den Abständen  $d_1 = 0.6\lambda$  und  $d_2 = 1.8\lambda$  resultiert in der gleichen Konfiguration wie bei dem „Ein-Pfad-pro-Element“-Ansatz. Durch das Auftreten sekundärer Hauptkeulen wird die erreichbare Direktivität bei Schwenkwinkeln  $\neq 0^\circ$  jedoch sofort einbrechen. Die Einhaltung der berechneten Obergrenze für den Abstand der Untergruppen  $d_2 = 1.2\lambda$  führt zu einem gleichmäßigen Verlauf der Direktivität von etwa 9.5 dBi innerhalb des Schwenkbereiches. Im Vergleich zu der vollständig steuerbaren Gruppenantenne geht die Verringerung der Zahl der benötigten Sende- bzw. Empfangspfade in diesem Lösungsansatz also immer auch mit einer geringfügigen Verringerung der maximal erreichbaren Direktivität einher.

Die Umsetzung einer verschachtelten Antennengruppe ist beispielsweise für das X-Band in Mikrostreifenleitungstechnik in [115] beschrieben. Diese Antenne ist aus 80 linear-polarierten Elementen zusammengesetzt, welche mit einem Verteilnetzwerk in planarer Leitungstechnik zu Untergruppen verbunden sind. Dieser Ansatz der Verschachtelung und das





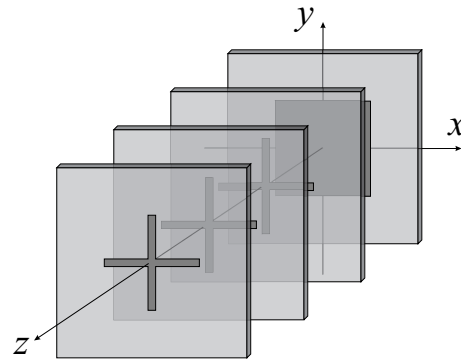
**Bild 7.3:** Maximal erreichbare Direktivität für verschiedene lineare Gruppenkonfigurationen aus 12 isotropen Kugelstrahlern.

benötigte komplexe Verteilnetzwerk führt bei der hier angestrebten Realisierung einer dual polarisierten Antennengruppe zu kaum überwindbaren Hindernissen. Diese verschärfen sich, wenn eine Antennengruppe mit zweidimensionaler Steuerbarkeit zu entwerfen ist. Für die Bildung der Untergruppen, d.h. der Elemente der übergeordneten Gruppe, wird hier darum ein alternativer Weg beschritten. Dabei wird die Untergruppe nicht mehr in der Ebene der übergeordneten Gruppe angeordnet, sondern entlang der verbleibenden dritten Dimension aufgebaut. Die Beschreibung des Entwurfes dieser Untergruppe, die im Weiteren als Gruppenelement aufgefasst wird, erfolgt im nächsten Abschnitt.

## 7.2 Entwurf des Quasi-YAGI-Elementes

Neben der zunächst naheliegenden Möglichkeit einer Verbindung der Einzelstrahler des Gruppenelementes durch ein Leitungsverteilnetzwerk, besteht auch die Möglichkeit zur Nutzung der parasitären Verkopplung. Der bekannteste parasitär gekoppelte Antennentyp ist die YAGI-UDA Antenne [116], welche eine breite Verwendung im UHF- und VHF-Bereich findet. Als Primärstrahler zur Anregung dieser Antenne werden einfache oder gefaltete Dipole verwendet. Weitere Drahtelemente dienen dann als Sekundärstrahler, d.h. als Reflektoren und Direktoren. Durch die geeignete Anordnung der Sekundärstrahler und die Wahl ihrer Längen sind hohe Direktivitäten mit diesem Antennentyp erreichbar. Der ursprüngliche Entwurf der YAGI-UDA Antenne ist linear polarisiert. Durch die Verwendung zweier orthogonal angeordneter Elemente ist jedoch auch der dual polarisierte Betrieb möglich.

Ein linear polarisiertes und in der angestrebten gedruckten Schaltungstechnik gefertigtes Derivat der klassischen YAGI-UDA-Antenne wird in [117] vorgestellt. Die Hauptstrahlrichtung der Antennen liegt jedoch in der Substratebene und daher ist für die Realisierung einer dual polarisierten Antenne mit dieser Technologie eine aufwendige mechanische Be-



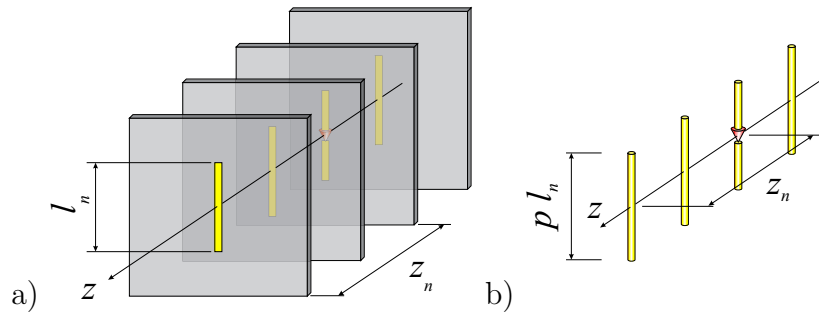
**Bild 7.4:** Räumliche Skizze eines Quasi-YAGI-Elementes aus parasitär verkoppelten Strahlern in gedruckter Leitungstechnik.

arbeitung der Substrate verbunden. Eine mehrlagige Kombination gedruckter Dipole mit der Hauptstrahlrichtung senkrecht zur Substratebene wird in [118] zur Verbesserung der Eigenschaften eines quasioptischen Frequenzverdopplers vorgestellt. Dabei werden parasitäre Antennenelemente mit geeigneten Abmessungen auf mehreren Substraten hergestellt und in geeigneten Abständen vor bzw. hinter der eigentlichen Verdopplerschaltung aus vier Dioden in einem Kreuzdipol angebracht. Dieser Ansatz der mehrlagigen Schichtung verschiedener Strahler zur Erzeugung des angestrebten Verhaltens der Gruppenelemente wird im Folgenden aufgegriffen.

In Bild 7.4 ist eine räumliche Skizze des zu entwerfenden Quasi-YAGI-Elementes gezeigt. Als Primärstrahler wird in dieser Anordnung ein zweilagiges, quadratisches Mikrostreifenleitungspatch verwendet, welches gegenüber dem einlagigen Typ mehr Freiheitsgrade bei der Anpassung des Elementes bietet [93]. Als Trägersubstrat für diesen Strahler wird RT/Duroid 5870 mit einer relativen Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r = 2.3$ , einem Verlustfaktor  $\tan \delta = 10^{-3}$  und einer Dicke von 0.787 mm verwendet [73]. Durch die als groß gegenüber der Wellenlänge angenommene Massemetallisierung entfällt die Notwendigkeit der Realisierung von Reflektorelementen. Als Direktoren vor dem Primärstrahler werden gedruckte Kreuzdipole verwendet. Das Trägersubstrat der Direktoren ist vom Typ RO3003 mit einer relativen Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r = 3.38$ , einem Verlustwinkel von  $\tan \delta = 1.5 \cdot 10^{-3}$  und einer Dicke von 0.51 mm [119]. Beide Substratmaterialien finden aufgrund der niedrigen Permittivität und der geringen Verluste häufig bei der Realisierung gedruckter Antennen und Schaltungen in der Mikrowellentechnik Verwendung.

Die Abmessung dieser Quasi-YAGI-(QY)-Elemente in der  $xy$ -Ebene entspricht der von üblichen Patch-Elementen, während die Direktivität und die Form des Richtdiagramms durch die Anzahl der Direktoren kontrolliert wird. Mit dem QY-Element ist demnach die aus dem vorhergehenden Abschnitt geforderte Überlappung der Untergruppen zum Aufbau einer übergeordneten Gruppe sehr gut möglich.

Die Synthese des QY-Elementes, entsprechend der gestellten Anforderungen, gliedert sich grundsätzlich in zwei Schritte. Zunächst ist die Modellbildung zur effizienten Analyse der



**Bild 7.5:** YAGI-UDA-Antenne: a) gedruckte Dipole mit einem Reflektor und zwei Direktoren, b) äquivalentes Drahtantennenmodell. Die Einspeisung des Primärstrahlers ist durch den Pfeil gekennzeichnet.

Struktur notwendig. An diese schließt eine mehrdimensionale Optimierung der Abmessungen und Positionen der verschiedenen Direktoren an. Es ist dabei ausreichend, diese beiden Schritte für ein linear polarisiertes Element durchzuführen, da die orthogonale Polarisation durch Überlagerung mit einem zweiten, um  $90^\circ$  verdrehten Element, erhalten wird.

Die Analyse mehrlagiger Streifenleitungsstrukturen ist mit unterschiedlichen, kommerziell verfügbaren Simulationswerkzeugen möglich. Deren Verwendung bei der im zweiten Entwurfsschritt nötigen Optimierung der Struktur würde jedoch zu kaum akzeptablen Berechnungszeiten führen. Für die schnelle Analyse des Gesamtverhaltens eines Elementes wird daher ein spezielles Modell entwickelt, welches die Originalstruktur durch eine äquivalente Anordnung von Drahtantennen im freien Raum ersetzt. Die Analyse des Koppelverhaltens von Drahtantennen erfolgt dann sehr effektiv durch die Lösung der zugehörigen Integralgleichungen nach POCKLINGTON mit der Momentenmethode (MoM) und der GALERKIN-Methode unter Verwendung dreieckiger Basis- und Testfunktionen [10]. Die Drähte in diesem Modell sind mit einem Radius von  $a = \lambda/60$  dünn im Vergleich zur Wellenlänge  $\lambda$  und werden für die Analyse in Segmente von  $\lambda/50$  diskretisiert.

Um den Zusammenhang zwischen gedruckten Dipolen und im freien Raum befindlichen Dipolen zu erhalten, wird die in Bild 7.5 gezeigte YAGI-UDA-Antenne mit einem Reflektor und zwei Direktoren näher betrachtet. Dabei wird angenommen, dass die Positionen der Elemente entlang der  $z$ -Achse in beiden Fällen übereinstimmen. Durch die, im Vergleich zur Luft, größeren Permittivität des Trägersubstrates wird davon ausgegangen, dass die gedruckten Dipole durch den Faktor  $p$  gegenüber den Dipolen im freien Raum zu verkürzen sind.

Mit dem geschilderten MoM-Ansatz wird aus den in Tabelle 7.1 angegebenen Dimensionen der Modellanordnung die resultierende Strombelegung der Dipole berechnet. Da diese nahezu cosinusförmig sind, werden sie ausreichend durch die ebenfalls in der Tabelle 7.1 abgelegten komplexen Amplituden  $I_n$  beschrieben. Für die Berechnung des Fernfeldes der gesamten Antenne werden die Direktoren als Dipole endlicher Länge behandelt, deren

**Tab. 7.1:** Abmessungen und Positionen sowie resultierende relative Stromverteilung für eine YAGI-UDA Antenne aus vier Elementen. Drahtradius  $a = \lambda/60$ .

$n$	$p \cdot l_n / \lambda$	$z_n / \lambda$	$ I_n $	$\angle I_n$
1	0.5	-0.25	0.33	121.3
2	0.47	0	1	0
3	0.38	0.25	0.88	-147.7
4	0.38	0.5	0.7	69.0

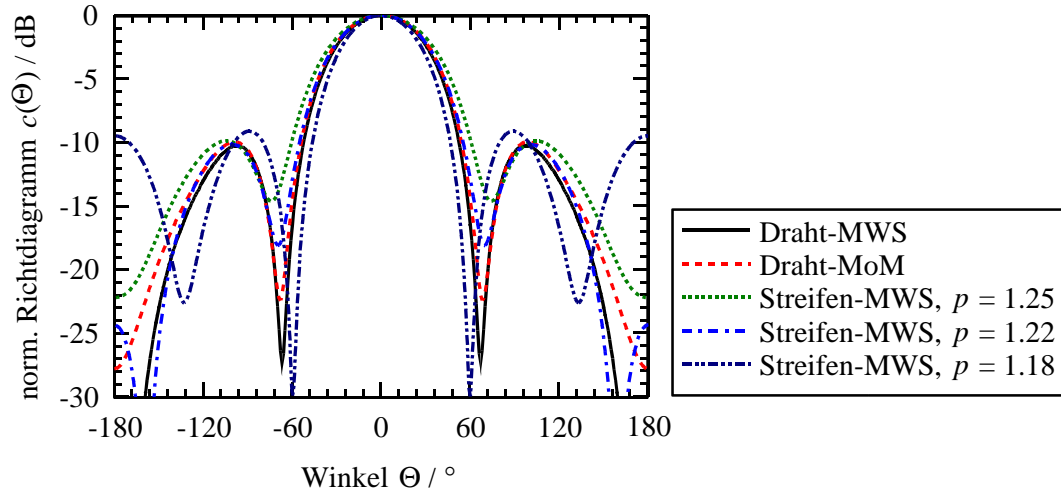
Fernfeld durch

$$c_{\text{Direktor}}(\Theta) = \begin{cases} 1 & \text{für } \Phi = 0^\circ \\ \frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \sin \Theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\left(1 - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)\right) \cos \Theta} & \text{für } \Phi = 90^\circ \end{cases} \quad (7.6)$$

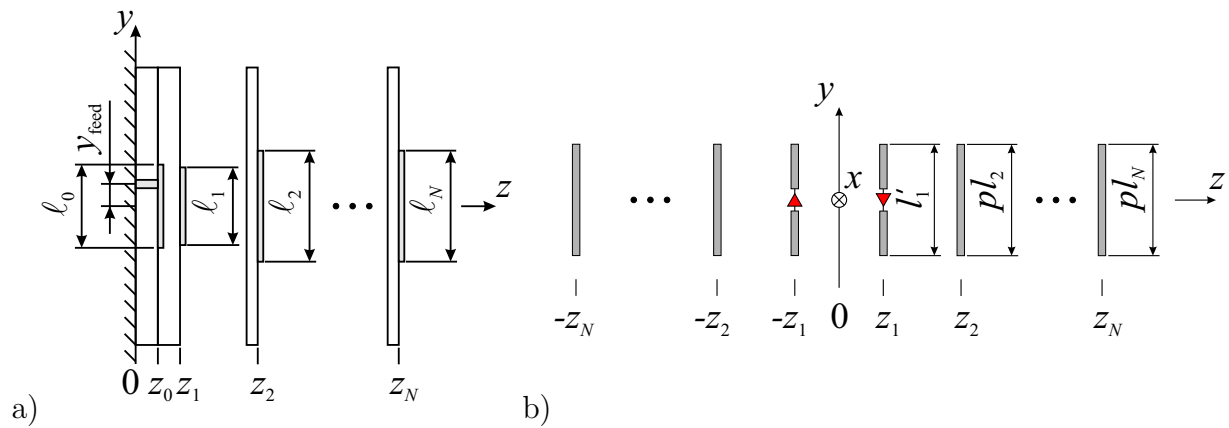
gegeben ist [6]. Aus diesem idealisiert angenommenen Richtdiagramm, den Positionen der Direktoren  $z_n$  und den berechneten Amplituden  $I_n$  ist das Diagramm der gesamten Anordnung zu berechnen. Dies ist, zusammen mit dem aus dem Simulationswerkzeug CST Microwave Studio (MWS) erhaltenen Ergebnis für die Drahtantennenanordnung, in Bild 7.6 gezeigt. Die Feldsimulationen werden für die Mittenfrequenz  $f = 10$  GHz durchgeführt. Beide Diagramme stimmen in diesem und anderen Verifikationsbeispielen sehr gut miteinander überein. Dieser problemangepasste Ansatz zur Analyse von Drahtantennen ermöglicht bereits eine ca. 20-fache Reduzierung der Rechenzeit gegenüber der Verwendung des universellen Simulationswerkzeuges MWS.

Nun ist noch der Parameter  $p$  zu bestimmen, der den verkürzenden Einfluss des Substrates beschreibt. Dazu ist in Bild 7.6 ebenfalls eine mit MWS durchgeführte Parameterstudie von Streifen auf dem Trägersubstrat mit einer Breite von  $\lambda/30$  und variabler Länge gezeigt. Der Vergleich der Simulationsergebnisse zeigt, dass der Faktor  $p = 1.22$  eine sehr gute Übereinstimmung zwischen dem Richtdiagramm der YAGI-UDA-Antenne aus den gedruckten Streifen und dem Drahtantennenmodell liefert. Mit diesen Ergebnissen wird nun die Untersuchung eines linear polarisierten QY-Elementes vorgenommen, dessen Querschnitt in Bild 7.7 a) gezeigt ist. Aus dem äquivalenten Modell der Anordnung in Bild 7.7 b) ist zu erkennen, dass neben den Direktoren auch der Primärstrahler, also das anregende mehrlagige Patch, als Drahtantenne in eingearbeitet ist. Dies ist zweckmäßig, um das Koppelverhalten aller Elemente mit dem effizienten MoM-Verfahren zu bestimmen. Der Vergleich von Simulationsergebnissen beider Anordnungen zeigt, dass ein einziger Dipol der Länge  $p \cdot l_1 = 0.4\lambda$  an der Position  $z_1 = 0.15\lambda$  in guter Näherung verwendet werden kann, um das Koppelverhalten mit den vorgelagerten Direktoren zu bestimmen. Die Massefläche in der  $xy$ -Ebene wird dabei als groß gegenüber der Wellenlänge betrachtet und durch entsprechende Spiegelemente berücksichtigt.

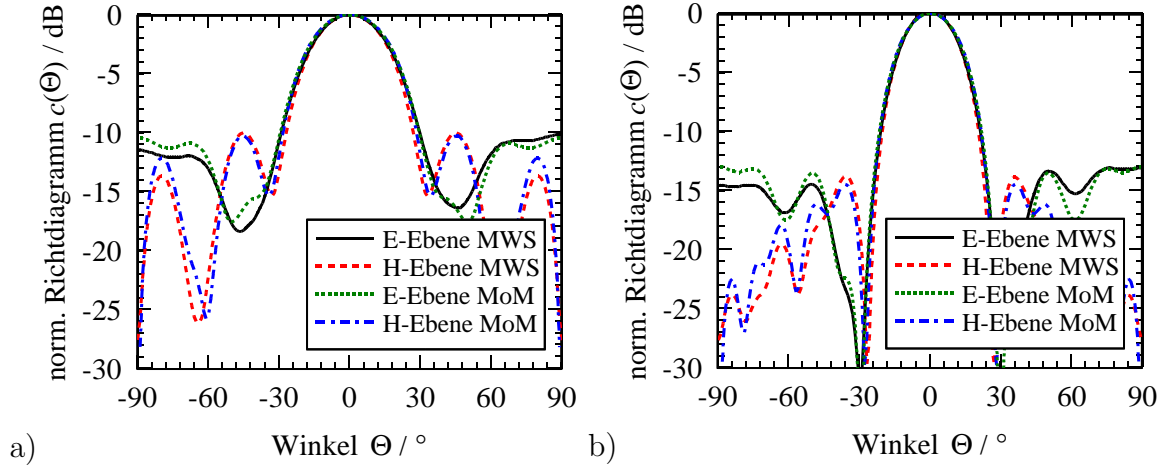
Aus dem Koppelverhalten folgen unmittelbar die Stromamplituden in dem Drahtantennenmodell, welche als Gewichtsfunktion bei der anschließenden Berechnung des Richtdiagramms der gesamten Anordnung verwendet werden. Die Direktoren werden, wie bei dem vorangegangenen Beispiel der YAGI-UDA-Antenne, als Dipole endlicher Länge im Abstand



**Bild 7.6:** Normiertes Richtdiagramm  $c(\Theta)$  einer YAGI-UDA Antenne nach dem Momentenmethode-Ansatz (MoM) für die Stromverteilung im Drahtantennenmodell und aus der CST Microwave Studio (MWS) Simulation für das Drahtantennenmodell und die skalierte Anordnungen aus gedruckten Streifen.



**Bild 7.7:** a) Querschnitt des QY-Elementes und b) äquivalentes Drahtantennenmodell mit den aus der leitenden  $xy$ -Ebene resultierenden Spiegelementen.



**Bild 7.8:** Richtdiagramme aus dem Drahtantennenmodell mit dem MoM-Ansatz und der exakten MWS-Feldsimulation a) für das QYE<sub>A</sub> mit drei Direktoren und b) für das QYE<sub>B</sub> mit fünf Direktoren.

$z_n$  vor einer ideal leitenden  $xy$ -Ebene, also unter Berücksichtigung der Spiegelemente, behandelt. Das Fernfelddiagramm der mehrlagigen Patchantenne wird jedoch nicht durch ein Dipoldiagramm beschrieben, sondern in der H-Ebene, d.h.  $\Phi = 0^\circ$  bei der in Bild 7.7 gezeigten Orientierung, durch das in Gleichung 6.6 vorgestellte Modell vorgegeben. Dabei ist hier nur der Betragsverlauf relevant. Aus dem Bild 6.9 wird unter Annahme eines sehr großen Zylinderradius ein Exponent  $q \approx 6$  für den Betragsverlauf des Diagramms

$$c_{Patch}(\Theta) = \left| \cos\left(\frac{\Theta}{2}\right) \right|^q \quad \text{mit} \quad q = \begin{cases} 6 & \text{für } \Phi = 0^\circ \\ 3 & \text{für } \Phi = 90^\circ \end{cases} \quad (7.7)$$

abgeschätzt. Aus der Feldsimulation folgt in der E-Ebene ein deutlich breiteres Diagramm, welches zu dem kleineren Exponenten  $q = 3$  für diese Schnittebene führt.

Der Vergleich zwischen den Ergebnissen für das Richtdiagramm des gesamten QY-Elementes entsprechend dem Modell mit dem MoM-Ansatz und der exakten Feldsimulation mit MWS ist für zwei konkrete Beispiele in Bild 7.8 gezeigt. Dabei werden im Fall des QYE<sub>A</sub> drei Direktoren und im Fall des QYE<sub>B</sub> fünf Direktoren mit Hilfe der nachfolgend beschriebenen mehrdimensionalen Optimierung vor dem Primärstrahler positioniert. Die Ergebnisse aus dem Modell zeigen in allen Fällen eine sehr gute Übereinstimmung mit den Ergebnissen der Feldsimulation. Bei den MWS-Ergebnissen der Diagramme in der E-Ebene ( $\Phi = 90^\circ$ ) ist im Gegensatz zu den MoM-Ergebnissen in diesem Schnitt eine leichte Unsymmetrie zu erkennen. Diese hat ihre Ursache in einer leicht unsymmetrischen Stromverteilung durch die koaxiale Speisung des Mikrostreifenleitungs-Patches, welche das Modell natürlich nicht berücksichtigt.

Die Modellierung dieser komplexen Struktur durch das vorgestellte Drahtantennenmodell verringert die Dauer der Berechnung auf etwa ein Sechzigstel der für die exakte Feldsimulation mit MWS benötigten Zeit. Damit ist eine sehr effiziente Analyse der Struktur

möglich und erlaubt somit die Bestimmung der Abmessungen und Positionen der Direktoren während der Synthese durch eine mehrdimensionale Optimierung.

In der Literatur ist eine Vielzahl von Optimierungsalgorithmen für diese Aufgaben zu finden und eine Übersicht einiger Optimierungsansätze für den Entwurf von YAGI-UDA-Antennen ist z.B. in [120] zusammengestellt. Im Folgenden wird hier jedoch auf die Verwendung spezieller Algorithmen zur Optimierung verzichtet. Um eine effiziente Bestimmung der gesuchten Parameter zu ermöglichen, werden stattdessen Regelmäßigkeiten gesucht, die zur Verkleinerung des Parameterraumes verwendbar sind.

Grundsätzlich ist der erste Schritt zur Bestimmung einer optimalen Konfiguration die Festlegung einer Gütefunktion, die beispielsweise aus Anforderungen an das Richtdiagramm oder die Maximierung der Direktivität folgt. Diese Funktion ist im vorliegenden Fall von den in Bild 7.7 angegebenen Parametern  $l_n$  und  $z_n$  mit  $n \in 2 \dots N$  abhängig, während die Abmessung und Position des anregenden Dipols mit  $n = 1$  konstant bleiben. Die Gütefunktion ist dann im einfachsten aber aufwendigsten Fall für einen vorab begrenzten Lösungsbereich zu berechnen, um die optimale Parameterkombination der gesuchten Konfiguration zu finden.

Die Durchführung und Auswertung von Optimierungen unterschiedlicher QY-Elemente mit variierenden Gütefunktionen zeigt, dass für Direktoren, die nicht in unmittelbarer Nähe des Primärstrahlers positioniert sind, eine Regelmäßigkeit entsteht. Diese Tatsache wird genutzt, um zwei Regeln zur Reduzierung des Parameterraumes zu formulieren:

- Der Längenunterschied der Direktoren  $l_n$ ,  $n \geq 2$  ist sehr gering. Für die Optimierung ist daher anzunehmen, dass für  $n \geq 3$  gilt

$$l_n = l_2. \quad (7.8)$$

- Der Abstand der Direktoren  $\Delta z_n = z_n - z_{n-1}$  weist für  $n \geq 4$  kaum noch Unterschiede auf. Die Position der Direktoren folgen daher für  $n \geq 5$  aus

$$z_n = z_4 + (n - 4) \cdot (z_4 - z_3) = z_4 + (n - 4) \cdot \Delta z_4. \quad (7.9)$$

Durch diese Regeln sind nun auch Parameterkombinationen für optimierte QY-Elemente mit mehreren Direktoren schnell zu ermitteln. Für die beiden Fälle von QY-Elementen mit drei und fünf Direktoren erfolgt dies mit dem Ziel maximaler Direktivität. Die entsprechenden Abmessungen der beiden Typen QYE<sub>A</sub> und QYE<sub>B</sub> sind in der Tabelle 7.2 zusammengestellt und die resultierenden Richtdiagramme sind in dem bereits angesprochenen Bild 7.8 gezeigt. Dabei werden mit den Elementen Direktivitätswerte von 13.4 dBi für das QYE<sub>A</sub> und 16.2 dBi für das QYE<sub>B</sub> erreicht. Die Breiten der Hauptkeulen unterscheiden sich in den E- und H-Ebenen bei dem jeweiligen Element kaum und sind ca.  $\pm 16^\circ$  für das QYE<sub>A</sub> und  $\pm 12^\circ$  für das QYE<sub>B</sub>. Für den Aufbau der linearen Antennengruppe, zur Abdeckung des Winkelbereiches  $\pm 15^\circ$ , werden daher die Elemente QYE<sub>A</sub> verwendet.

Der Vergleich der Elementdiagramme des QYE<sub>A</sub> und des QYE<sub>B</sub> zeigt, dass mit letzterem Element eine bessere Unterdrückung der Nebenkeulen in der E-Ebene für Winkel von



**Tab. 7.2:** Abmessungen und erreichte Direktivität für zwei optimierte QY-Elemente. Die Parameter  $l_n$  und  $z_n$  entsprechen denen in Bild 7.7. Parameter  $l'_1 = 0.4\lambda$ ,  $z_1 = 0.15\lambda$ . Skalierungsfaktor  $p = 1.22$ .

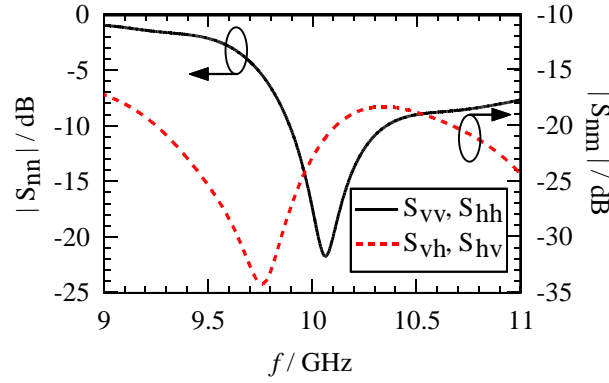
	QYE <sub>A</sub>		QYE <sub>B</sub>	
$n$	$p \cdot l_n / \lambda$	$z_n / \lambda$	$p \cdot l_n / \lambda$	$z_n / \lambda$
2	0.37	0.6	0.34	0.66
3	$l_2$	1.0	$l_2$	1.09
4	$l_2$	1.6	$l_2$	1.55
5	-	-	$l_2$	$z_4 + \Delta z_4$
6	-	-	$l_2$	$z_4 + 2\Delta z_4$

$|\Theta| > 70^\circ$  möglich ist. Die Ursache dafür sind die unterschiedlichen Diagramme von Dipolen und dem zweilagigen Mikrostreifenleitungs Patch. Während die Direktoren eine Nullstelle in der  $y$ -Richtung, d.h.  $\Theta = \pm 90^\circ, \Phi = 90^\circ$ , zeigen, liefert das Patch einen Beitrag in dieser Richtung. Dieser Strahlungsanteil kann in keinem Fall durch die Direktoren ausgelöscht werden. Die einzige Möglichkeit zur Reduzierung der Abstrahlung in diese Richtung, bezogen auf den in Hauptstrahlrichtung entlang der  $z$ -Achse abgestrahlten Anteil, ist die Vergrößerung der Direktivität. Dies ist unter Umständen eine wichtige Einschränkung beim Einsatz dieser Elemente in Anwendungen, bei denen das Erreichen sehr niedriger Nebenkeulen-Niveaus erforderlich ist. Der Ausgangspunkt dieses Entwurfes schließt jedoch nennenswerte Störsignale aus diesen Richtung von vornherein aus, sodass dieser Sachverhalt keine nennenswerte Limitierung darstellt.

Damit ist der Entwurf des QY-Elementes bezüglich der erforderlichen Strahlungscharakteristik abgeschlossen. Der Betrieb mit zwei orthogonalen linearen Polarisierungen wird, wie eingangs angedeutet, dadurch erreicht, dass dem bisherigen QYE<sub>A</sub> mit drei Direktoren ein zweites, um  $90^\circ$  verdrehtes Element überlagert wird. Das resultierende dual polarisierte QY-Element ist in der Skizze in Bild 7.4 gezeigt.

Für den Einsatz innerhalb einer Antennengruppe ist die Anpassung des Elementes an die  $50\Omega$ -Speiseleitung vorzunehmen. Dazu werden für die Parameter  $l_0$ ,  $l_1$  und  $y_0$  aus dem Bild 7.7 Startwerte aus entsprechenden Entwürfen mehrlagiger Patch-Elemente, z.B. nach [93], verwendet. Die Symmetrie durch den dual polarisierten Betrieb bedingt dabei, dass die beiden Elemente des Patches quadratisch sind. Die anschließende Variation der drei Parameter zeigt, dass eine gute Anpassung in einem großen Frequenzbereich erhalten wird, wenn  $l_0 = l_1 = 8.2$  mm und  $y_0 = 3$  mm sind. Das Bild 7.9 zeigt den simulierten Reflexionsfaktor und den Verlauf der Verkopplung der Speisepunkte, die jeweils der vertikalen und horizontalen Polarisation zugeordnet sind. Die Begriffe horizontal und vertikal beziehen sich dabei auf die Orientierung des Polarisationsvektors in Bezug auf die  $x$ -Achse. Die Ergebnisse zeigen eine 10 dB-Bandbreite von etwa 4.8% und eine Isolation der Tore untereinander von mindestens 18 dB innerhalb des Nutzbandes. Damit ist, bei guter Entkopplung der beiden orthogonalen Polarisierungen, eine Bandbreite erreicht, die etwas oberhalb der typischen Bandbreiten von 2% bis 3% von einlagigen Mikrostreifenleitungs-Patchantennen liegt. Die





**Bild 7.9:** Simulierter Reflexionsfaktor und den Verlauf der Verkopplung der Speisepunkte für das dual polarisierte QYE mit drei Direktoren und den Patch-Abmessungen  $l_0 = l_1 = 8.2$  mm und  $y_0 = 3$  mm.

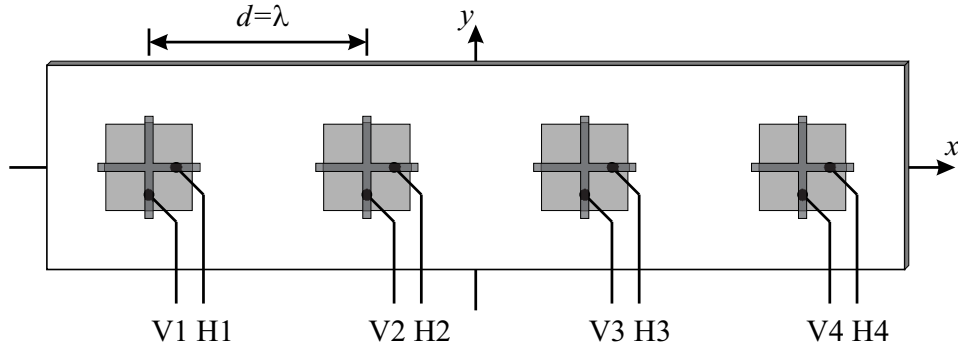
in die  $xy$ -Ebene projizierte maximale Ausdehnung des Elementes wird durch den ersten Direktor gegeben, der mit  $l_2 = 0.303\lambda = 9.1$  mm größer als die anregenden Patches ist. Wie in dem vorangegangenen Abschnitt gefordert, ist die Kombination dieser QY-Elemente innerhalb einer übergeordneten linearen Gruppe mit den einzuhaltenden Elementabständen somit möglich. Die Eigenschaften einer solchen linearen Gruppe aus vier dual polarisierten Elementen werden im nächsten Abschnitt betrachtet.

### 7.3 Lineare Gruppe aus vier QY-Elementen

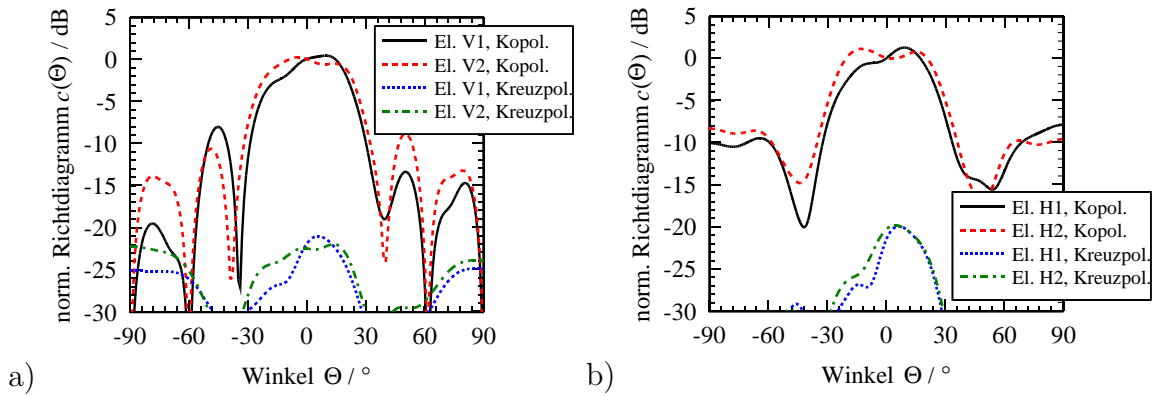
Bei der Untersuchung der Gruppenkonfiguration im ersten Abschnitt dieses Kapitels wurde festgestellt, dass bei der Verwendung von Untergruppen besondere Bedingungen an deren Abstände zu stellen sind. Dabei ist die Zielsetzung eine ausreichende Unterdrückung sekundärer Hauptkeulen im Gruppenfaktor der übergeordneten Gruppe durch den Gruppenfaktor der Untergruppe. Diese Rolle kommt hier dem in Bild 7.8 a) gezeigten Diagramm des eingesetzten QY-Elementes zu. Analog zu der Betrachtung in Abschnitt 7.1 wird für die E- und die H-Ebene angenommen, dass sekundäre Hauptkeulen ausreichend unterdrückt werden, wenn sie bei Winkeln außerhalb  $\Theta = \pm 45^\circ$  auftreten. Für den Abstand der QY-Elemente folgt daher, bei einem Schwenkbereich von  $\Theta = \pm 15^\circ$ , der Abstand der Untergruppen zu

$$d < \frac{\lambda}{\sin(15^\circ) + \sin(45^\circ)} = 1.04\lambda. \quad (7.10)$$

Der Elementabstand  $d$  wird darum zu  $\lambda$  gewählt. Eine Skizze der linearen Gruppe ist mit der Bezeichnung der Gruppenelemente in Bild 7.10 gezeigt. Die Berechnung der Streuparameter mit Hilfe des Simulationswerkzeuges MWS zeigt, dass es keine nennenswerten Abweichungen zu den Ergebnissen des einzelnen Elementes aus Bild 7.9 gibt. Selbiges gilt



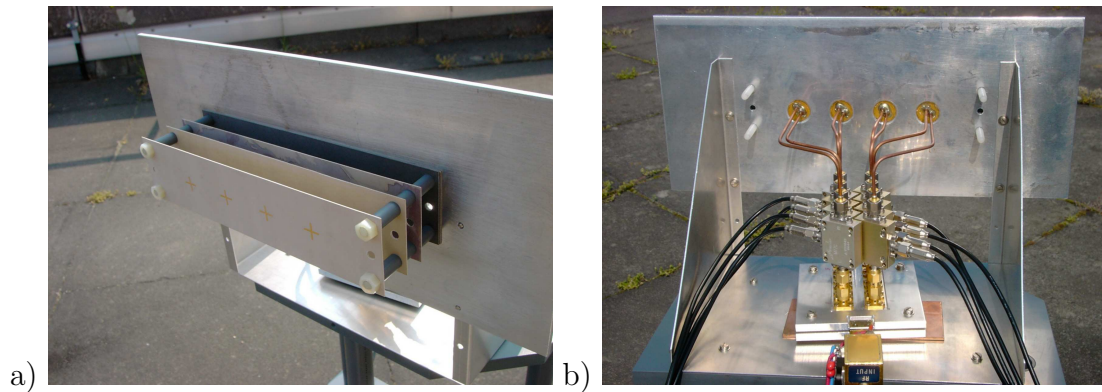
**Bild 7.10:** Skizze der linearen Gruppe aus vier Quasi-YAGI-Elementen in der Frontansicht mit der Bezeichnung der Gruppenelemente.



**Bild 7.11:** MWS-Simulationsergebnisse für das aktive Richtdiagramm der Elemente QYE<sub>1</sub> und QYE<sub>2</sub> innerhalb der linearen Antennengruppe: a) vertikal und b) horizontal polarisiert.

auch für die Ergebnisse der Richtdiagramme in der  $yz$ -Ebene ( $\Phi = 90^\circ$ ). Sie entsprechen bei den vertikal und den horizontal polarisierten Elementen jeweils dem Diagramm der E-Ebene und H-Ebene des Einzelelementes.

Dagegen sind bei den in Bild 7.11 gezeigten aktiven Elementdiagrammen in der  $xz$ -Ebene ( $\Phi = 0^\circ$ ) deutliche Unterschiede gegenüber den Resultaten des isolierten Elementes zu beobachten. In dem Bild sind die Diagramme der Elemente QYE<sub>1</sub> und QYE<sub>2</sub> gezeigt. Abgesehen von einer geringen Unsymmetrie durch die Einspeisung im Fall der horizontal polarisierten Elemente, verlaufen die Diagramme der Elemente QYE<sub>3</sub> und QYE<sub>4</sub> spiegelsymmetrisch dazu. Durch die Verkopplung der Elemente entsteht eine Deformation und leichte Aufweitung der Hauptkeule. Weiterhin ist im Vergleich zum Einzelelement eine ausgeprägtere Unsymmetrie der Nebenkeulen festzustellen. Die Verkopplung zeigt in dem vorliegenden Fall einen ausgeprägteren Einfluss, als es beispielsweise bei konventionellen planaren Antennen zu beobachten ist. Die prinzipielle Charakteristik der Elemente bleibt jedoch erhalten.

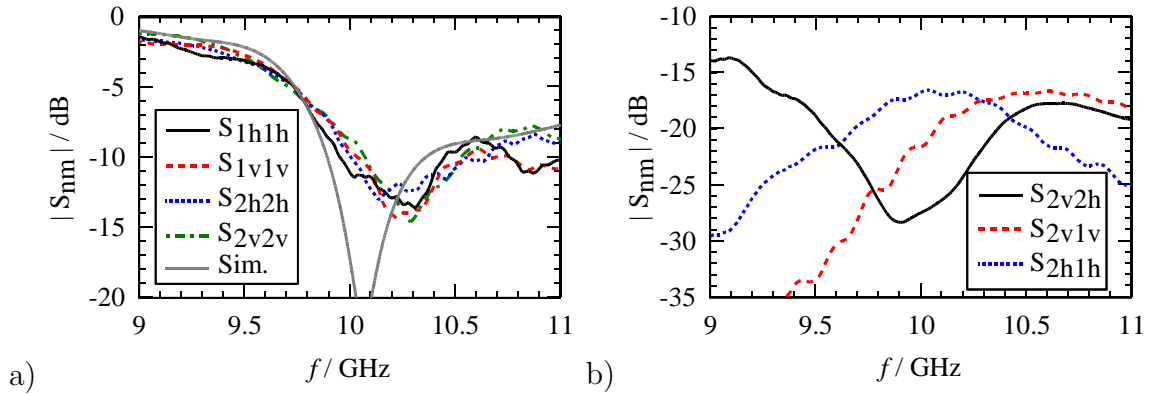


**Bild 7.12:** Fotos der realisierten linearen Gruppe aus vier QY-Elementen: a) Vorder- und b) Rückseite.

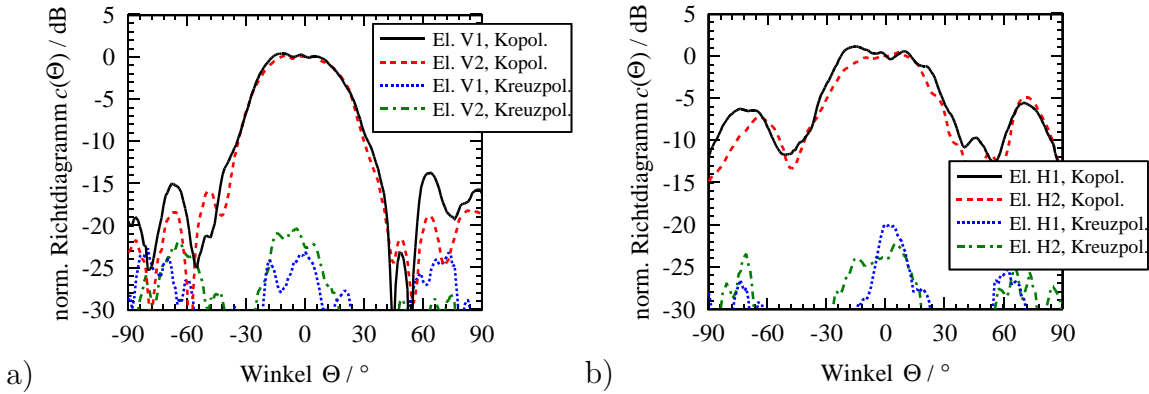
Für den dual polarisierten Betrieb ist auch die Kopplung in die jeweils orthogonale Vektorkomponente von Bedeutung. Die in Bild 7.11 gezeigten Verläufe der kreuzpolaren Feldkomponenten zeigen, dass deren Unterdrückung ca. 20 dB im Bereich der Hauptkeule ist. Damit ist eine gute Enkopplung der orthogonalen Komponenten erreicht. Diese ist weiterhin durch eine anschließende digitale Signalverarbeitung, d.h. durch Kompensation bei der Diagrammformung oder Kalibrierung vor einer Parameterschätzung, zu verbessern.

Wie bereits zu Beginn des Kapitels angesprochen, spielen bei der Realisierung, neben technischen Anforderungen, Aspekte der kostengünstigen Fertigung eine wesentliche Rolle. Bei diesem Entwurf ist daher von vornherein darauf zu achten gewesen, dass die benötigten unterschiedlichen Substratschichten möglichst mit konventionellen Fabrikationsschritten herzustellen sind. Die Leiterstrukturen auf den unterschiedlichen Substraten werden daher mit Hilfe von Photolithographie und nasschemischem Ätzen auf den Substraten definiert. Nach mechanischer Bearbeitung der Substrate werden die Ebenen mit den Kreuzdipolen vor den zweilagigen Patchelementen durch PVC-Abstandshülsen und Nylon-Gewindestangen befestigt. Für größere Gruppen könnten stattdessen Hartschaumlagen mit guten Hochfrequenzeigenschaften, z.B. ROHACELL, verwendet werden um die mehrschichtige Struktur zu realisieren. Das fertig montierte Antennensystem ist in der Front- und Rückansicht in Bild 7.12 gezeigt. Der Anschluss der Elemente erfolgt über halbstarre Koaxialleitungen vom Typ RG/405. Als Träger der Antenne wird eine Aluminium-Platte verwendet, welche gleichzeitig die Funktion der Massefläche mit den Abmessungen  $10\lambda \times 4\lambda$  erfüllt.

In Bild 7.13 sind, repräsentativ für alle Gruppenelemente, die gemessenen Streuparameter der ersten beiden QY-Elemente gezeigt. Die Auswertung der Ergebnisse für die Reflexionsfaktoren zeigt grundsätzlich eine gute Übereinstimmung mit dem simulierten Verhalten. Lediglich der deutliche Einbruch des berechneten Reflexionsfaktors ist nicht zu beobachten. Dies wird auf Fertigungstoleranzen beim Aufbau der mehrlagigen Struktur, speziell der zweilagigen Primärstrahler zurückgeführt. Sowohl aus der Simulation als auch aus der Messung geht eine 10 dB-Bandbreite der Anpassung von etwa 4.5% hervor. Innerhalb dieses Frequenzbereiches ist die Verkopplung benachbarter Elemente ( $S_{V2V1}$ ,  $S_{H2H1}$ ) un-



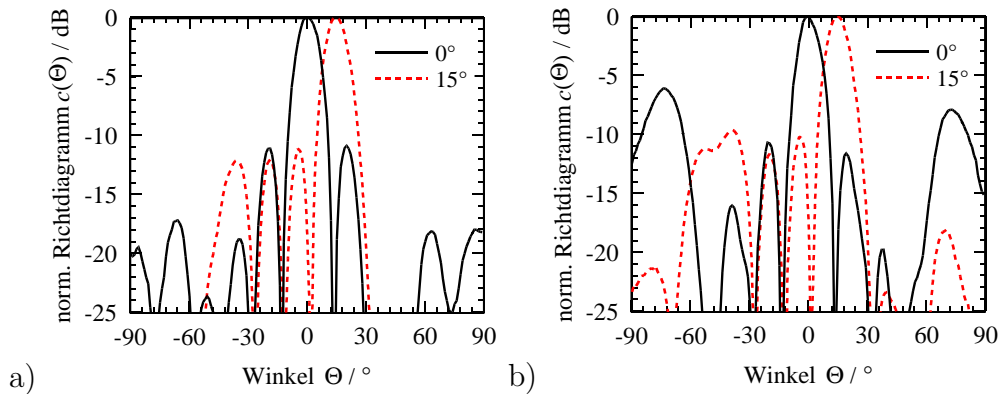
**Bild 7.13:** Gemessene Streuparameter a) Reflexionsfaktoren der den beiden polarisationen zugeordneten Speisepunkten der QY-Elemente  $QY E_1$  und  $QY E_2$  und b) Kopplung der benachbarten Elemente  $QY E_1$  und  $QY E_2$  sowie zwischen beiden Speisepunkten des  $QY E_2$ .



**Bild 7.14:** Gemessene aktive Richtdiagramme der Elemente  $QY E_1$  und  $QY E_2$ .

terhalb von -17 dB und die Kopplung der den orthogonalen Polarisationen zugeordneten Speisepunkten eines Elementes ( $S_{V2H1}$ ) geringer als -19 dB.

Zur Messung der aktiven Richtdiagramme der QY-Elemente, d.h. der Elementdiagramme innerhalb der Antennengruppe, wird der in Anhang A beschriebene Mehrkanal-Empfänger verwendet. Dieser ermöglicht im Falle einer einzigen Quelle, welche aus unterschiedlichen Richtungen auf die Antennengruppe strahlt, die Aufzeichnung der komplexwertigen Richtdiagramme. Neben dem üblicherweise bei der Betrachtung von Antennendiagrammen im Vordergrund stehenden Betragsverlauf ist die Phaseninformation für die im folgenden Abschnitt behandelte Parameterschätzung von essentieller Bedeutung. Der Vergleich zwischen den aus dem Modell und der Simulation erhaltenen Diagrammen der QY-Elemente wird hier anhand der in Bild 7.14 gezeigten Messergebnisse der Elemente  $QY E_1$  und  $QY E_2$  durchgeführt. Dabei zeigt sich in den Diagrammen gegenüber den Ergebnissen für das isolierte Element wieder eine leichte Deformation der Hauptkeule. Die der vertikalen Polarisierung zugeordneten Diagramme stimmen darüber hinaus gut mit den Simulationen überein. Im

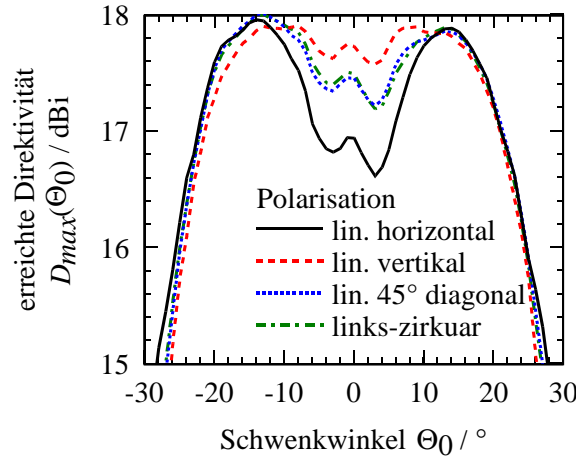


**Bild 7.15:** Richtdiagramm der Gruppe für maximale Direktivität mit a) vertikaler und b) horizontaler Polarisation für die zwei Schwenkrichtungen  $\Theta_0 = \{0^\circ, 15^\circ\}$ .

Fälle der horizontalen Polarisation ist die Strahlung in Richtung der Gruppenachse durch den Einfluss der endlichen Massefläche verringert. In dem Winkelbereich  $\Theta = \pm[60^\circ \dots 80^\circ]$  sind die Nebenkeulen jedoch deutlich höher als erwartet. Das wird zu einer geringeren Unterdrückung der entstehenden sekundären Hauptkeulen führen. Die Messergebnisse der kreuzpolaren Komponente liegen wie in der Simulation etwa 20 dB unterhalb des Maximums der kopolaren Feldkomponente.

Die aus diesen Eigenschaften der Elementdiagramme folgenden Merkmale für die Richtdiagramme der gesamten Gruppe werden an einigen Beispielen verdeutlicht. Zur Berechnung der optimalen Gewichtungsfaktoren wird nach Gleichung 3.5 die Matrix  $\mathbf{M}$  unter Berücksichtigung der ko- und kreuzpolaren Strahlungsanteile in  $\vec{\mathbf{h}}$  berechnet. Der Gewichtungsvektor  $\mathbf{w}$  folgt dann aus Gleichung 3.20. Die in Bild 7.15 a) gezeigten Gruppendiagramme bei vertikaler Polarisation zeigen ein Nebenkeulenniveau unterhalb -10 dB, so wie es bei einer Gewichtung für maximale Direktivität zu erwarten ist. Die Unterdrückung der sekundären Hauptkeulen im Diagramm der übergeordneten Gruppe durch die Quasi-YAGI-Elemente erfolgt wie gewünscht, wie beispielhaft für die beiden Schwenkrichtungen  $0^\circ$  und  $15^\circ$  gezeigt. Die Berechnung der optimalen Gewichtungen führt darüber hinaus zu einer Unterdrückung der kreuzpolaren Komponente von 35 dB bis 40 dB innerhalb des gesamten Winkelbereiches. Im Gruppendiagramm für den Fall der horizontalen Polarisation in Bild 7.15 b) sind im Fall des Schwenkwinkels  $0^\circ$  erhöhte Nebenkeulen, etwa 6 dB bis 8 dB unterhalb der Hauptkeule, zu erkennen. Deren Ursache liegt in der bereits angesprochenen mangelnden Unterdrückung der sekundären Hauptkeulen aus dem Gruppenfaktor der übergeordneten Gruppe durch das Diagramm der Quasi-YAGI-Elemente. Die Nebenkeulen werden beim Schwenken der Hauptstrahlrichtung, beispielsweise in Richtung  $15^\circ$ , abgesenkt, da die sekundären Hauptkeulen das hohe Nebeniveau des Elementdiagramms verlassen.

Im Gegensatz zu gewöhnlichen Nebenkeulen können die sekundären Hauptkeulen nicht durch die Wahl einer geeigneten Belegungsfunktion unterdrückt werden, weil sie fest mit der primären Hauptkeule verbunden sind. Da aus diesen Raumrichtungen jedoch nicht mit



**Bild 7.16:** Maximal erreichbare Direktivität in Abhängigkeit von der Hauptstrahlrichtung  $\Theta_0$  für unterschiedliche Polarisationen.

einem Signaleinfall zu rechnen sein soll, erwächst hieraus keine weitere Einschränkung. Für den Schwenkwinkelbereich um  $0^\circ$  ist bei horizontaler Polarisation lediglich mit einer verminderten Direktivität zu rechnen. Der entsprechende Verlauf der erreichbaren Direktivität als Funktion der Schwenkrichtung ist für unterschiedliche Polarisationen in Bild 7.16 gezeigt. Für die vertikale Polarisation liegt die Direktivität im gesamten Schwenkbereich  $\pm 15^\circ$  zwischen 17.5 dBi und 18 dBi. Durch das Auftreten der erhöhten Nebenkeulen verringert sich die Direktivität bei der horizontalen Polarisation im Bereich um  $0^\circ$  um etwa 1 dB. Für die Beispiele der  $45^\circ$ -linearen und der zirkularen Polarisation stellt sich ein Zwischenwert der beiden Verläufe ein.

## 7.4 Parameterschätzung und Kalibrierung

Um hochauflösende Verfahren zur Parameterschätzung einsetzen zu können, ist im Allgemeinen eine vorangehende Kalibrierung der Antenne notwendig. In Kapitel 4 werden dazu Verfahren für einfach polarisierte Antennen vorgestellt, welche für die hier beschriebene dual polarisierte Gruppe bei separater Behandlung der kopolaren Komponenten und unter Vernachlässigung der kreuzpolaren Komponenten unmittelbar anwendbar sind. Die Parameterschätzung beschränkt sich dann auf die Schätzung der Richtung einfallender Wellenfronten.

Der Ausgangspunkt für jede Kalibrierung ist die gemessene polarisationsabhängige räumliche Impulsantwort der Gruppe

$$\check{\mathbf{H}}_{PQ} = [\check{\mathbf{h}}_{PQ}(\Theta_1) \dots \check{\mathbf{h}}_{PQ}(\Theta_O)]. \quad (7.11)$$

Die Winkel  $\Theta_1$  und  $\Theta_O$  grenzen den abzudeckenden Winkelbereich ein. Die Polarisationsindizes  $P$  und  $Q$  können die Werte  $H$  oder  $V$  für die horizontale oder vertikale Polarisation



annehmen. Der Index  $P$  beschreibt dabei die bevorzugt von den jeweiligen Gruppenelementen empfangene Polarisierung, während  $Q$  die Polarisierung der einfallenden Welle angibt. Bei getrennter Betrachtung der orthogonal polarisierten Gruppen werden für die Kalibrierung nur die kopolaren Komponenten der räumlichen Impulsantworten  $\check{\mathbf{H}}_{HH}$  und  $\check{\mathbf{H}}_{VV}$  verwendet.

Im Falle einer idealen, fehlerfreien Antennengruppe ist der kopolare Anteil der räumlichen Impulsantwort durch

$$\mathbf{h}_{HH}(\Theta) = g_H^{iso}(\Theta) \cdot \mathbf{a}(\Theta) \quad \mathbf{h}_{VV}(\Theta) = g_V^{iso}(\Theta) \cdot \mathbf{a}(\Theta) \quad (7.12)$$

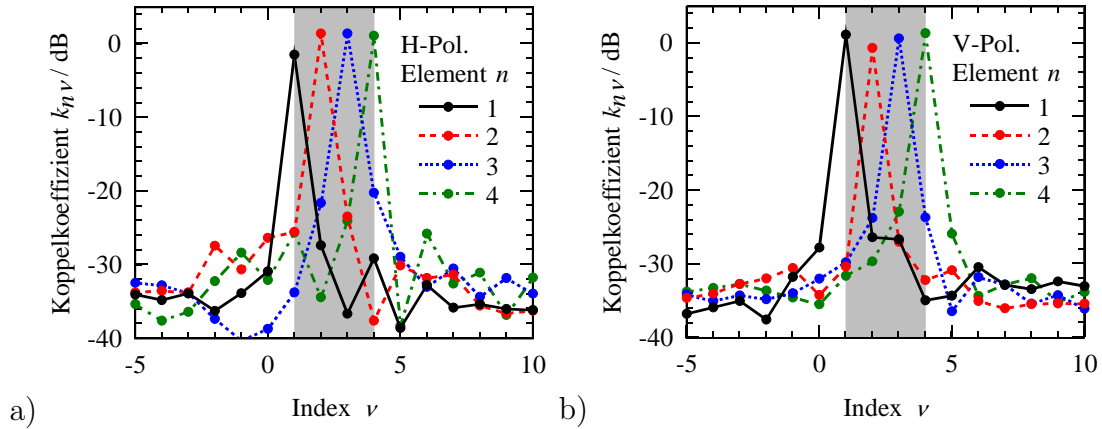
gegeben, wobei den beiden Vektorkomponenten zwei unterschiedliche Elementdiagramme  $g_P^{iso}(\Theta)$  zuzuordnen sind. Die Anordnung der Elemente im Raum fließt durch den Vektor  $\mathbf{a}$  ein. Da die Gruppenelemente im Abstand  $d = \lambda$  entlang der  $x$ -Achse angeordnet sind und hier die Winkelabhängigkeit ausschließlich für die  $xz$ -Ebene betrachtet wird, folgen die Komponenten dieses Vektors zu

$$a_n = e^{j2\pi \cdot n \cdot \sin \Theta} = e^{jn \cdot v}. \quad (7.13)$$

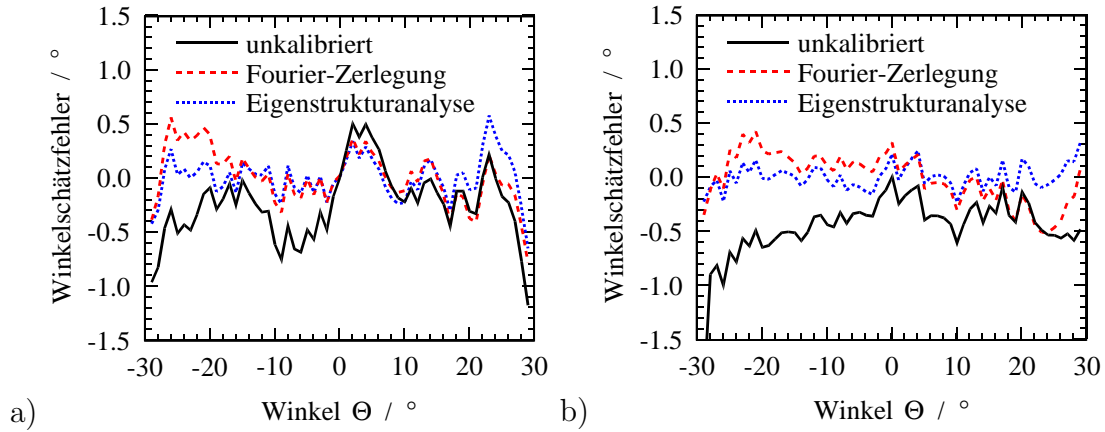
Für die Anwendung der in Abschnitt 4.2.2 beschriebenen FOURIER-Zerlegung der aktiven Elementdiagramme zur Bestimmung der Kalibrier-Matrix ist die Kenntnis des isolierten Elementdiagramms notwendig. Da hierzu kein geschlossener Ausdruck zur Verfügung steht, werden die geometrischen Mittelwerte

$$g_H^{iso}(\Theta) \approx \sqrt[4]{\prod_{n=1}^4 \frac{h_{HH,n}(\Theta)}{a_n(\Theta)}} \quad g_V^{iso}(\Theta) \approx \sqrt[4]{\prod_{n=1}^4 \frac{h_{VV,n}(\Theta)}{a_n(\Theta)}} \quad (7.14)$$

als Abschätzung verwendet. Die Einträge der gesuchten Koppelmatrix werden durch Auswertung des Integrals in Gleichung 4.36 bestimmt. Aus der Integrationsvariablen  $v=2\pi \sin \Theta$  und den Integrationsgrenzen  $v_{min,max} = \pm\pi$  folgt, dass die Integration im Winkelbereich  $\Theta_{min,max} = \pm 30^\circ$  durchzuführen ist. Die Koeffizienten  $k_{n\nu}$  werden dann für  $n = 1 \dots 4$  und  $\nu = 1 \dots 4$  berechnet und bilden die gesuchte Koppelmatrix  $\mathbf{K}$ , deren Inverse zur Kalibrierung verwendet wird. Darüber hinaus geben die theoretisch zu Null werdenden Koeffizienten außerhalb des Bereiches  $\nu = 1 \dots 4$  Aufschluss über den Einfluss solcher Fehler, die nicht durch Verkopplungseffekte bedingt sind und dementsprechend nicht durch diesen Kalibrationsansatz kompensiert werden können. Die Beträge der resultierenden Koeffizienten sind für den Bereich  $\nu = -5 \dots 10$  in Bild 7.17 gezeigt. Wie zu erwarten dominieren die Elemente der Hauptdiagonalen von  $\mathbf{K}$  die übrigen Matrixeinträge. Dies ist aufgrund geringerer Verkopplungseinflüsse bei der Koppelmatrix der vertikal polarisierten Gruppe deutlicher zu erkennen. Auch die Werte außerhalb des Indexbereiches  $\nu = 1 \dots 4$  fallen bei der vertikal polarisierten Gruppe etwas geringer als im Fall der horizontalen Polarisierung aus. In beiden Fällen ist jedoch damit zu rechnen, dass bereits mit diesem Ansatz eine gute Kalibrierung der Gruppen möglich ist, denn die Werte in diesem Bereich liegen im Wesentlichen unterhalb von -25 dB bis -30 dB und ihr Einfluss bleibt somit gering.



**Bild 7.17:** Beträge der aus der FOURIER-Zerlegung der aktiven Elementdiagramme resultierenden Koeffizienten für a) die horizontal und b) die vertikal polarisierten Gruppenelemente.



**Bild 7.18:** Winkelschätzfehler vor und nach Kalibrierung mit verschiedenen Verfahren für a) die horizontal und b) die vertikal polarisierten Gruppenelemente.

Mit der so bestimmten Koppelmatrix erfolgt die Berechnung der kalibrierten räumlichen Impulsantwort für die jeweils betrachtete Polarisation:

$$\tilde{\mathbf{h}}_{PP} = \mathbf{K}^{-1} \cdot \check{\mathbf{h}}_{PP}. \quad (7.15)$$

Die Bewertung der Güte der durchgeführten Kalibrierung erfolgt dann entsprechend dem in Abschnitt 4.1.3 geschilderten Vorgehen. Dabei kommt für die Richtungsschätzung das ESPRIT-Verfahren nach Gleichung 4.34 zum Einsatz. Der Verlauf des resultierenden Winkelschätzfehlers  $\Delta\Theta$  ist für die Kalibrierung nach dem Ansatz der FOURIER-Zerlegung der aktiven Elementdiagramme in Bild 7.18 gezeigt. Im Vergleich zum unkalibrierten Fall zeigt sich sowohl für den Fall der horizontalen als auch für den Fall der vertikalen Polarisation eine deutliche Verringerung des Schätzfehlers. Dies äußert sich auch in den quadratischen Mittelwerten der Schätzfehler, welche in der Tabelle 7.3 für die verschiedenen Verfahren



**Tab. 7.3:** Quadratische Mittelwerte aus den Winkelbereichen  $\pm 30^\circ$  und  $\pm 15^\circ$  für den Winkelschätzfehler  $\Delta\Theta$  vor und nach der Kalibrierung mit den verschiedenen Verfahren.

Polarisation Winkelbereich	unkalibriert $\pm 30^\circ / \pm 15^\circ$	FOURIER-Zerlegung $\pm 30^\circ / \pm 15^\circ$	Eigenstruktur-Interpolation $\pm 30^\circ / \pm 15^\circ$
horizontal	0.41° / 0.37°	0.26° / 0.17°	0.21° / 0.15°
vertikal	0.54° / 0.36°	0.23° / 0.15°	0.11° / 0.10°

zusammengestellt sind.

Ein weiterer in Kapitel 4 vorgestellter Ansatz für die Kalibrierung ist die Interpolation der Eigenstruktur nach dem Verfahren von SEE. Dies hat gegenüber dem Verfahren der FOURIER-Zerlegung den Vorteil, dass keine Einschränkungen bezüglich des für die Kalibrierung verwendeten Winkelbereiches bestehen. Die Verwendung der Kalibriermatrix nach der Gleichung 4.46 für den Winkelbereich  $\pm 30^\circ$  führt zu dem ebenfalls in Bild 7.18 gezeigten Winkelschätzfehler. Dieser unterschreitet in großen Winkelbereichen den Verlauf der Kalibrierung nach der FOURIER-Zerlegung und führt für beide Polarisierungen zu dem geringsten quadratischen Mittelwert des Schätzfehlers. Die Verkleinerung des Winkelbereiches, in dem die Kalibrierung durchgeführt wird, ergibt in diesem konkreten Fall erst für sehr kleine Winkelintervalle eine weitere Reduzierung des Schätzfehlers. Für den aus den Anforderungen resultierenden Winkelbereich von  $\pm 15^\circ$  resultieren quadratische Mittelwerte für den Schätzfehler, die mit denen in der Tabelle 7.3 vergleichbar sind.

Neben der Richtungsschätzung ist für den dual polarisierten Betrieb auch die bisher nicht betrachtete Schätzung der Polarisation einfallender Wellenfronten von Bedeutung. Wie im Folgenden kurz dargestellt, erfolgt dies analog zum ESPRIT-Verfahren durch die Nutzung einer entsprechenden Relation innerhalb der räumlichen Impulsantwort der Gruppe [121]. Im dual polarisierten Fall ist diese allgemein durch

$$\vec{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{HH} & \mathbf{h}_{HV} \\ \mathbf{h}_{VH} & \mathbf{h}_{VV} \end{bmatrix} \quad (7.16)$$

gegeben. Im fehlerfreien Fall sind darin die kopolaren Komponenten durch die Gleichung 7.12 gegeben, während die kreuzpolaren Komponenten durch Nullvektoren beschrieben werden:

$$\mathbf{h}_{HV} = \mathbf{h}_{VH} = \mathbf{0}_{N \times 1}. \quad (7.17)$$

Für den Fall einer einfallenden Wellenfront folgen die Elementsignale nach Gleichung 2.26 mit der Definition des Polarisationsvektors aus Gleichung 2.16 zu

$$\mathbf{x}(t) = s(t) \vec{\mathbf{h}} \mathbf{p}^H = s(t) \mathbf{h} \quad (7.18)$$

$$= s(t) \begin{bmatrix} \cos \eta & \cdot & g_H^{iso}(\Theta) & \cdot & \mathbf{a} \\ \sin \eta e^{j\delta} & \cdot & g_V^{iso}(\Theta) & \cdot & \mathbf{a} \end{bmatrix} = s(t) \begin{bmatrix} \mathbf{h}_A \\ \mathbf{h}_B \end{bmatrix}. \quad (7.19)$$

Zur Bestimmung der Polarisation einer einfallenden Welle werden jeweils die ersten und die letzten  $N$  Elemente von  $\mathbf{h}$  in den Vektoren  $\mathbf{h}_A$  und  $\mathbf{h}_B$  zusammengefasst. Zwischen diesen

Vektoren besteht der Zusammenhang

$$\mathbf{h}_B = z_p \cdot \mathbf{h}_A = \frac{g_V^{iso}(\Theta)}{g_H^{iso}(\Theta)} \tan \eta e^{j\delta} \cdot \mathbf{h}_A, \quad (7.20)$$

welcher zur Schätzung der gesuchten Polarisierung zu verwenden ist. Diese Schätzung ist in dieser Form jedoch nur bei bekannten Elementdiagrammen und bekannter Einfallrichtung der Welle möglich. Um eine Entkopplung der Polarisierungsschätzung von der Richtungsschätzung zu ermöglichen, sollten die den beiden Polarisierungen zugeordneten Elementdiagramme also möglichst gleich sein. Kann also innerhalb bestimmter Grenzen von  $g_H^{iso} = g_V^{iso}$  ausgegangen werden, so erfolgt die Polarisierungsschätzung, d.h. die Berechnung der gesuchten Parameter  $\eta$  und  $\delta$ , in diesem Bereich durch die Auswertung von

$$z_p = \tan \eta e^{j\delta}. \quad (7.21)$$

Die Richtungsschätzung aus den Daten einer dual polarisierten Antennengruppe erfolgt analog zum einfach-polarisierten Fall unter Verwendung der Selektionsmatrizen aus Gleichung 2.54 und Gleichung 2.54, welche die ersten und die letzten  $N - 1$  Werte der Vektoren  $\mathbf{h}_A$  und  $\mathbf{h}_B$  für den Aufbau der Vektoren

$$\mathbf{h}_C = [\mathbf{S}_1 \quad \mathbf{S}_1] \cdot \mathbf{h} \quad \text{und} \quad \mathbf{h}_D = [\mathbf{S}_2 \quad \mathbf{S}_2] \cdot \mathbf{h} \quad (7.22)$$

auswählen. Zur Richtungsschätzung wird dann der Zusammenhang

$$\mathbf{h}_D = z_d \cdot \mathbf{h}_C = e^{j2\pi \cdot \sin \Theta} \cdot \mathbf{h}_C \quad (7.23)$$

genutzt. Aus der Phase des Schätzwertes ist die gesuchte Einfallrichtung somit unabhängig von der Polarisierung zu bestimmen. Die Parameterschätzung erfolgt beim ESPRIT-Verfahren nicht aus dem idealisiert angenommenen Sensorsignalen, sondern aus den Signal-Eigenvektoren der Kovarianzmatrix der Sensorsignale. Im Fall mehrerer einfallender Signale folgen die Werte für die verschiedenen  $z_p$  und  $z_d$  aus den Eigenwerten der Matrix  $\mathbf{\Phi}$ , deren Berechnung aus den entsprechenden Signal-Eigenvektoren in Abschnitt 2.3 dargestellt ist.

Vor der Schätzung der gesuchten Information aus den Sensordaten ist die Durchführung einer Kalibrierung nötig, die der Besonderheit des dual polarisierten Betriebes Rechnung trägt. Die Datenbasis für diese Kalibrierung wird durch die vollständige gemessene Impulsantwort gebildet, welche mit den Untermatrizen  $\check{\mathbf{H}}_{PQ}$  aus Gleichung 7.11 in der Matrix

$$\check{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \check{\mathbf{H}}_{HH} & \check{\mathbf{H}}_{HV} \\ \check{\mathbf{H}}_{VH} & \check{\mathbf{H}}_{VV} \end{bmatrix} \quad (7.24)$$

zusammengestellt wird. Für den Fall einer Gruppenantenne aus  $N$  dual polarisierten Elementen und Referenzmessungen für  $O$  unterschiedliche Winkel innerhalb des zu kalibrierenden Winkelbereiches ist die Dimension dieser Matrix somit  $2N \times 2O$ . Die Grundlage für die im Folgenden vorgestellte Kalibrierung der gesamten dual polarisierten Gruppe

ist in [122] zu finden. Danach wird angenommen, dass die gemessene räumliche Impulsantwort der Gruppe  $\check{\mathbf{H}}$  durch vier Koppelmatrizen  $\mathbf{K}_{PQ}$  mit der zugehörigen fehlerfreien Impulsantwort verknüpft ist:

$$\check{\mathbf{H}} \stackrel{!}{=} \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{HH} & \mathbf{K}_{HV} \\ \mathbf{K}_{VH} & \mathbf{K}_{VV} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{A} \cdot \mathbf{G}_H & \mathbf{0}_{N \times L} \\ \mathbf{0}_{N \times L} & \mathbf{A} \cdot \mathbf{G}_V \end{bmatrix}. \quad (7.25)$$

Im idealen Fall treten die kreuzpolaren Komponenten nicht auf und werden daher durch Null-Matrizen angegeben. Die Anordnung der Gruppenelemente wird durch die Matrix  $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\Theta_1) \dots \mathbf{a}(\Theta_O)]$  wiedergegeben, während die Diagonalmatrizen  $\mathbf{G}_H$  und  $\mathbf{G}_V$  durch entsprechende Elementdiagramme bestimmt sind. Bei der separaten Behandlung der beiden orthogonal polarisierten Gruppen wurden in der Gleichung 7.12 verschiedene Elementdiagramme in der räumlichen Impulsantwort verwendet. Aus dem beschriebenen Vorgehen zur Polarisations- und Richtungsschätzung entsteht jedoch die Forderung, dass die Diagramme der Gruppenelemente für beide Polarisierungen möglichst gleich sein sollen. Die Kalibrierung soll daher also auch die Interpolation auf eine Gruppe mit identischen Elementdiagrammen beinhalten, sodass in Gleichung 7.25 für die Matrizen  $\mathbf{G}_H = \mathbf{G}_V = \mathbf{G}$  eingesetzt wird.

Nach dem Ansatz aus [122] ist diese Matrix  $\mathbf{G}$  durch ein angenommenes Elementdiagramm bestimmt, welches den Verlauf der tatsächlichen isolierten Elementdiagramme approximiert. Dabei ist es jedoch sehr wichtig, dass das Phasenzentrum während der Messung der räumlichen Impulsantwort exakt mit dem der idealen Gruppe übereinstimmt. Da diese Anforderung bei realen Messungen jedoch kaum einzuhalten ist, erfolgt die Bestimmung der Diagonalelemente von  $\mathbf{G}$  hier in Anlehnung an das bei der Eigenstrukturanalyse verwendete Vorgehen. Dazu wird die Gleichung 7.25 in abgewandelter Form angegeben:

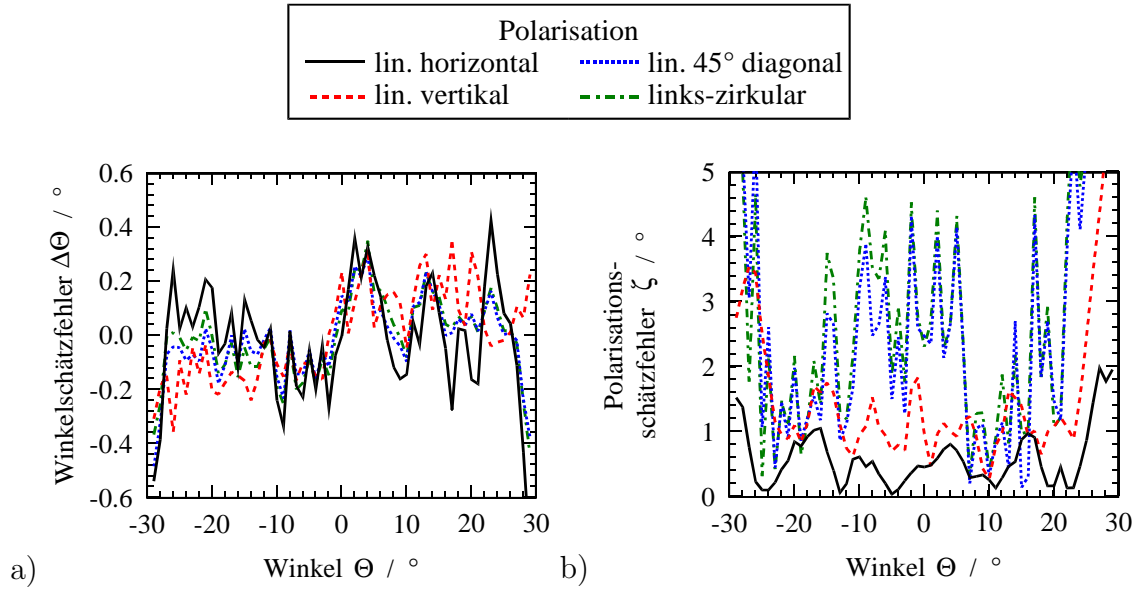
$$\check{\mathbf{H}}_{\parallel} = \begin{bmatrix} \check{\mathbf{H}}_{HH} \\ \check{\mathbf{H}}_{VH} \\ \check{\mathbf{H}}_{HV} \\ \check{\mathbf{H}}_{VV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{HH} \\ \mathbf{K}_{VH} \\ \mathbf{K}_{HV} \\ \mathbf{K}_{VV} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{G} = \mathbf{K}_{\parallel} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{G}. \quad (7.26)$$

Die Multiplikation mit der Pseudoinversen von  $\mathbf{K}_{\parallel}$  führt dann auf die Gleichung

$$\mathbf{K}_{\parallel}^{\dagger} \cdot \check{\mathbf{H}}_{\parallel} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{G}, \quad (7.27)$$

welche in ihrer Form dem Minimierungsproblem der Gleichung 4.45 entspricht. Die Diagonalelemente der Matrix  $\mathbf{G}$  sind daher genau dem Eigenvektor von  $\mathbf{Q} = \mathbf{A}^H \mathbf{A} \odot (\mathcal{P}_{\check{\mathbf{H}}_{\parallel}}^{\perp})^T$  gleichzusetzen, welcher dem kleinsten Eigenwert von  $\mathbf{Q}$  zugeordnet ist. Da die Berechnung der Koppelmatrix  $\mathbf{K}$  aus deren Pseudoinversen  $\mathbf{K}_{\parallel}^{\dagger}$  nicht eindeutig möglich ist, wird der Ansatz der Gleichung 7.25 zur Bestimmung der Kalibriermatrix durch Multiplikation mit  $\mathbf{K}^{-1}$  und  $\check{\mathbf{H}}^{\dagger}$  umgestellt

$$\mathbf{C} = \mathbf{K}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{HH} & \mathbf{K}_{HV} \\ \mathbf{K}_{VH} & \mathbf{K}_{VV} \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} \cdot \mathbf{G} & \mathbf{0}_{N \times L} \\ \mathbf{0}_{N \times L} & \mathbf{A} \cdot \mathbf{G} \end{bmatrix} \cdot \check{\mathbf{H}}^{\dagger}. \quad (7.28)$$



**Bild 7.19:** a) Winkel- und b) Polarisations-schätzfehler nach dem vorgestellten Kalibrierungsverfahren für unterschiedlich polarisierte Wellen aus den Einfallsrichtungen  $\Theta$ .

Damit liegt die Lösung für eine geeignete Kalibriermatrix  $\mathbf{C}$  vor, ohne Annahmen zu einem gemeinsamen Elementdiagramm oder zum Bezug zwischen dem Phasenzentrum der Messung und der idealen, fehlerfreien Gruppe treffen zu müssen.

Die Bewertung der so durchgeführten Kalibrierung erfolgt durch den Richtungsschätzfehler, sowie durch den Fehler bei der Schätzung der Polarisationsparameter  $\eta$  und  $\delta$ . Dabei ist zu beachten, dass eine getrennte Betrachtung der Schätzwerte  $\tilde{\eta}$  und  $\tilde{\delta}$  nicht sinnvoll ist, da beispielsweise für den Fall einer rein linearen Polarisation, also  $\eta = 0^\circ$  oder  $\eta = 90^\circ$ , der Schätzwert  $\tilde{\delta}$  keine Rolle spielt. In [121] wird daher die Verwendung des Abstandes des geschätzten und des tatsächlichen Punktes der Polarisation auf der POINCARÉ-Kugel für den Polarisations-schätzfehler vorgeschlagen. Dieser Abstand ist proportional zum Winkel  $\zeta$ , welcher aus den geschätzten und den tatsächlichen Polarisationsparametern berechnet wird:

$$\cos \zeta = \cos 2\eta \cos 2\tilde{\eta} + \sin 2\eta \sin 2\tilde{\eta} \cos(\delta - \tilde{\delta}). \quad (7.29)$$

Die nach der Kalibrierung verbleibenden Schätzfehler sind in Bild 7.19 für unterschiedliche Polarisierungen gezeigt. Bei rein horizontaler oder vertikaler Polarisation stellen sich im Wesentlichen Verläufe ein, die auch nach der separaten Kalibrierung der zwei orthogonal polarisierten Untergruppen erhalten werden. Die Ergebnisse für die 45°-lineare und die zirkulare Polarisation zeigen weiterhin, dass sich ein vergleichbarer Verlauf einstellt, wenn beide Vektorkomponenten präsent sind. Dies äußert sich auch in den ähnlichen quadratischen Mittelwerten für den Winkelschätzfehler, die für den abzudeckenden Winkelbereich von  $\pm 15^\circ$  in der Tabelle 7.4 zusammengestellt sind. Da für dieses Vorgehen der Kalibrierung nicht zwei separate, den Polarisierungen zugeordnete Lösungen für das Elementdiagramm verwendet werden, sondern mit einem gemeinsamen Elementdiagramm gearbeitet wird,

**Tab. 7.4:** Quadratische Mittelwerte des Winkelschätzfehlers  $\Delta\Theta$  und des Polarisationschätzfehlers  $\zeta$  aus dem Winkelbereich  $\pm 15^\circ$  nach dem vorgestellten Kalibrierverfahren für unterschiedlich polarisierten Welleneinfall.

Polarisation	Winkelschätzfehler	Polarisationsschätzfehler
lin. horizontal	$0.18^\circ$	$0.47^\circ$
lin. vertikal	$0.16^\circ$	$1.13^\circ$
lin. $45^\circ$ diagonal	$0.14^\circ$	$2.40^\circ$
links-zirkular	$0.15^\circ$	$2.75^\circ$

fällt der quadratische Mittelwert des Winkelschätzfehlers bei horizontaler und vertikaler Polarisation etwas größer als im Fall der separaten Kalibrierung aus.

Die Schätzung der Polarisation für den rein horizontal oder vertikal polarisierten Fall erfolgt mit deutlich kleineren Fehlern als die Schätzung von Polarisation, die beide Vektorkomponenten enthalten. Der Grund dafür ist in einer größeren Unsicherheit bei der Bestimmung des Schätzwertes für den Phasenbezug  $\tilde{\delta}$  zu finden. Der Fehler bleibt innerhalb des abzudeckenden Winkelbereiches für alle betrachteten Fälle jedoch unterhalb von  $5^\circ$ . Unter Berücksichtigung der Tatsache, dass orthogonale Polarisationen im Abstand von  $90^\circ$  auf der POINCARÉ-Kugel zu finden sind, ist auch das Ergebnis der Polarisationschätzung als gut zu bewerten.



# Kapitel 8

## Zusammenfassung

Die Bereitstellung einer Funkverbindung zum schnellen Datentransfer zwischen einem mobilen Teilnehmer und dem weltweiten Datennetz oder die Erfassung des Umfeldes autonomer Systeme durch Radarsensoren sind zwei Beispiele für den künftigen Einsatz leistungstarker, drahtloser Systeme. Eine Schlüsselkomponente in diesen Systemen ist die Antenne, die je nach Anforderung als passives Bauelement in der Übertragungskette ausgeführt oder in Form einer aktiven Antennengruppe realisiert ist. Letztere bietet durch ihre Funktionalität die Möglichkeit, einen eigenen Beitrag zur Verbesserung der Qualität eines drahtlosen Systems zu liefern.

Die Betrachtung von aktiven Antennengruppen, also von Gruppenantennen, bei denen das Signal jedes Gruppenelementes durch einen entsprechenden Schaltungsteil direkt einer digitalen Signalverarbeitung zugeführt wird, steht im Mittelpunkt dieser Arbeit. Im Gegensatz zum Aufbau klassischer Gruppenantennen führt die direkte Verbindung zwischen den Gruppenelementen und der Signalverarbeitung zu einer neuen Transparenz in der Architektur solcher Systeme. Dadurch entsteht eine unmittelbare Verknüpfung zwischen den mit der Signalverarbeitung erzielten Ergebnissen und der Gruppenkonfiguration, also der verwendeten Strahlerelemente und deren Anordnung innerhalb der Gruppe. Ausgehend von der Frage nach einer optimalen Gruppenkonfiguration für aktive Antennensysteme treten dabei völlig neue Aspekte auf.

Die vorliegende Arbeit liefert in diesem Zusammenhang ihren Beitrag. Dabei werden Lösungen zum Entwurf von Antennenelementen und zur Vorverarbeitung gemessener Sensorsignale vorgestellt, welche jeweils schwerpunktmäßig aus den Gebieten der Hochfrequenztechnik bzw. der Signaltheorie stammen. Darüber hinaus werden Wege aufgezeigt, um die neue Verbindung zwischen diesen Disziplinen für den systematischen Entwurf von Antennengruppen zu nutzen.

Die zunächst ganz allgemein aufzufassende Aufgabenstellung des Entwurfes einer Strahlergruppe für ein aktives Antennensystem setzt die Verwendung eines Systemmodells voraus, welches die physikalischen Eigenschaften von Antennen berücksichtigt. Weiterhin ist die Festlegung aussagekräftiger Gütekriterien notwendig, die zwar für die Beschreibung klas-

sischer Antennengruppen hinreichend bekannt sind, die für die Spezifikation einer aktiven Antennengruppe aber nicht bestehen. Mit Blick auf die beiden wichtigsten Einsatzgebiete, die Diagrammformung und Richtungsschätzung, erfolgt darum die Definition von zwei Kenngrößen zur quantitativen Erfassung des Sichtbereiches und der Richtungsauflösung einer Gruppenkonfiguration. Über den häufig in der Signaltheorie angenommenen Fall von Gruppen aus idealen Kugelstrahlern hinaus berücksichtigen diese durch das entwickelte Systemmodell auch physikalische Eigenschaften von Antennenelementen, wie z.B. das Elementdiagramm oder die Polarisierung. Beide Kenngrößen werden dabei so festgelegt, dass sie ausschließlich von der räumlichen Impulsantwort der Gruppe und somit nur von der Konfiguration und den Eigenschaften der Gruppenelemente abhängen. Dies stellt die Grundlage für die Spezifikation oder die Bewertung der Eignung einer Gruppe für den Einsatz in einem aktiven Antennensystem dar.

Im Zusammenhang mit der allgemeinen, eher analytischen Betrachtung aktiver Antennengruppen spielt deren Kalibrierung für den Erfolg der anschließenden Signalauswertung eine weitere wichtige Rolle. Diese Vorverarbeitung, bei der die in realen Antennensystemen auftretenden Fehler kompensiert werden, zeigt in ihrer Struktur deutliche Anknüpfungspunkte an Verfahren zur Transformation und Interpolation der räumlichen Impulsantworten von Sensorgruppen. Bei diesen Verfahren wird die räumliche Impulsantwort einer Antennengruppe durch eine lineare Manipulation der Sensorsignale auf eine neue, virtuelle Impulsantwort abgebildet. Diese wird in ihrer Struktur so gewählt, dass die anschließende Verarbeitung der Signale effizienter möglich ist. Bei der Evaluation verschiedener Vorverarbeitungsalgorithmen konnte gezeigt werden, dass durch die Kombination des Kalibrationsverfahrens von SEE mit dem Interpolationsverfahren nach HYBERG eine deutliche Verbesserung der Kalibrierung erreichbar ist. So beträgt die Verringerung des Restfehlers bei der Richtungsschätzung nach dieser Kalibrierung mit diesem neuen Verfahren in den untersuchten Beispielen bis zu 60%.

Die Ergebnisse der eher grundlegenden Betrachtungen von Gruppenkonfigurationen aus dem ersten Teil der Arbeit bilden die theoretische Basis für den Entwurf und die Vorverarbeitung der Signale von drei verschiedenen Gruppenkonfigurationen für unterschiedliche Anwendungsgebiete. Das erste untersuchte Antennensystem findet seinen Einsatz bei der Charakterisierung des Funkkanals um 920 MHz zur Verbreitung von digitalen Radio- und TV-Programmen im DVB-T-System. Dazu wurden von der Deutschen Telekom Messfahrten im Rhein-Main-Gebiet mit einer Monopol-Kreisgruppe aus acht Elementen und einem mobilen Empfangssystem durchgeführt. Neben der Kalibrierung der Antenne sind verschiedene Ansätze zur Transformation und Interpolation der Sensordaten betrachtet worden, die eine schnelle Richtungsschätzung und damit eine effiziente Auswertung der Messdaten ermöglichen. Es konnte gezeigt werden, dass der Fehler bei der Richtungsschätzung mit dem MUSIC-Algorithmus nach der Kalibrierung, bei vernachlässigbarem Mittelwert, mit einer Varianz von nur  $0.7^\circ$  erfolgt. Die Verwendung eines geeigneten Transformations- bzw. Interpolationsschrittes erlaubt die Verwendung des analytisch lösbaren und daher deutlich schnelleren ESPRIT-Verfahrens zur Parameterschätzung. Der dabei auftretende Mittelwert des Restfehlers ist ebenfalls vernachlässigbar gering, während die auftretende Varianz des



Restfehlers mit  $3.3^\circ$  für die Anwendung der Richtungsschätzung aus den gemessenen Daten durchaus akzeptabel bleibt.

In Sensor- oder Kommunikationssystemen treten unterschiedliche Anforderungen für den Sichtbereich von Antennensystemen auf. In kommerziellen Anwendungen ist dabei natürlich immer besonders auf die kostengünstige Realisierbarkeit zu achten. Bevorzugt werden für diese Anwendungen, mit Betriebsfrequenzen im Bereich von 1 GHz bis 77 GHz, Antennen in planarer Mikrostreifenleitungstechnik verwendet. Deren Herstellung ist vergleichbar mit der Fertigung gedruckter Leiterplatten und daher in großen Stückzahlen zu geringen Stückkosten möglich. Die Realisierung der beiden folgenden Beispiele erfolgt daher in dieser Technik. Die gewählte Betriebsfrequenz der Antennen liegt bei 10 GHz und damit im Mittelfeld des Frequenzbereiches, der für die angestrebten Anwendungen von Interesse ist. Für die Durchführung praktischer Experimente mit den realisierten Antennengruppen wird zudem ein Mehrkanal-Empfangssystem für den Frequenzbereich von 8 GHz bis 12.4 GHz realisiert, welches bis zu 16 Antennen parallel mit der digitalen Signalauswertung verbindet.

Die Verwendung der planaren Mikrostreifenleitungstechnik kommt für die Realisierung des zweiten untersuchten Antennensystems nicht ohne weiteres in Frage, da die Forderung eines sehr breiten Sichtbereiches bei einer rein linearen Polarisierung im Widerspruch zu der schlechten Ausleuchtung von Winkelbereichen in der Nähe der Gruppenebene solcher planarer Antennen steht. Die Verwendung konformer, d.h. in diesem Kontext gekrümmter Antennen verbindet dagegen die Vorteile der Mikrostreifenleitungsantennen mit einem nahezu beliebig wählbaren Sichtbereich. In der gewählten Konfiguration sind die Elemente auf einem Halbzylinder auf einer leitenden Ebene angebracht. Zur Beschreibung der räumlichen Impulsantwort der Gruppe und dem daraus zu bestimmenden Sichtbereich wird ein Modell des Elementdiagrammes entworfen und angewendet. Mit der entwickelten Anordnung ist demnach eine Direktivität von 20 dBi im Winkelbereich  $\pm 80^\circ$  erreichbar. Während das Richtdiagramm in der Azimutrichtung veränderlich sein soll, wird in der dazu orthogonalen Elevationsrichtung ein festes Diagramm spezifiziert. Zur Einstellung dieses Elevationsdiagramms werden Untergruppen aus seriell gespeisten Mikrostreifenleitungsstrahlern eingesetzt. Um bei der Optimierung der Abmessungen dieser Untergruppen nicht auf zeitintensive Feldsimulationen angewiesen zu sein, wird ein analytisches Leitungsmodell für die Untergruppe entwickelt. Dieses ermöglicht eine effiziente Bestimmung der Antennenabmessungen und zeigt sowohl in dem vorgestellten Beispiel als auch in weiteren referenzierten Fällen eine hervorragende Übereinstimmung mit Ergebnissen aus Feldsimulationen und Messungen.

Für diese Antennenkonfiguration wurden, basierend auf den Messungen mit dem realisierten Mehrkanal-Empfangssystem, verschiedene Verfahren zur Kalibrierung und Interpolation untersucht. Die Verwendung der optimierten Kalibrierverfahren erlaubt danach eine Richtungsschätzung mit einem quadratischen Mittelwert des Schätzfehlers von  $0.13^\circ$  im spezifizierten Sichtbereich. Die Verwendung des schnellen ESPRIT-Verfahrens zur Richtungsschätzung ist auch für diese Gruppe erst nach einer Interpolation der räumlichen Impulsantwort möglich. Dazu erfolgt die systematische Minimierung des erreichten Schätzfehlers durch die Untersuchung verschiedener virtueller Impulsantworten für die Interpolation.

Es zeigt sich, dass die Richtungsschätzung nach der Interpolation immer noch mit einem quadratischen Mittelwert des Schätzfehlers von  $0.96^\circ$  im gesamten sichtbaren Winkelbereich möglich ist.

Bei der umgekehrten Forderung nach einem gezielt eingeschränkten sichtbaren Winkelbereich ist die Anzahl der zu verwendenden Signalpfade und der damit verbundenen Systemkosten durch die Bildung von Untergruppen deutlich zu verringern. Es zeigt sich jedoch, dass dabei eine dichtere Anordnung dieser Untergruppen notwendig ist. Mit bisher in der Literatur zu findenden Ansätzen für planare Antennen ist dies für den angestrebten dual polarisierten Betrieb des Systems kaum umsetzbar. Zur Realisierung der Untergruppen wurde darum, angelehnt an das Prinzip der YAGI-UDA-Antenne aus parasitär verkoppelten Elementen, ein neues dual polarisiertes Element entwickelt, welches diese dichtere Anordnung ermöglicht. Da für die Synthese von YAGI-UDA-Antennen keine geschlossen zu formulierende Lösung vorliegt, ist eine numerische Optimierung der Struktur notwendig. Durch die Einführung eines äquivalenten Drahtantennenmodells für die in Streifenleitungstechnik ausgeführte Antenne und die Bestimmung vereinfachender Entwurfsregeln verringert sich die Dauer dieser Optimierung etwa um das 50- bis 100-fache und wird damit in annehmbaren Zeiten im Stundenbereich möglich.

Diese neuen Quasi-YAGI-Elemente bilden die Basis für den Entwurf einer Antennengruppe, die in einem Winkelbereich von  $\pm 15^\circ$  senkrecht zur Gruppenachse eine Direktivität von 17 dBi für alle Polarisationen aufweisen soll. Die Synthese zeigt, dass dies mit einer linearen Gruppe aus vier Quasi-YAGI-Elementen mit jeweils drei parasitär angekoppelten Direktoren realisierbar ist. Die Auswertung der nach der Herstellung der Antennengruppe erhaltenen Messergebnisse zeigt auch in diesem Fall eine hervorragende Übereinstimmung mit den zuvor durchgeführten Feldsimulationen. Diese Messergebnisse bilden weiterhin die Datenbasis zur Untersuchung der Kalibrierung unter Berücksichtigung des dual polarisierten Betriebes. Der dazu entwickelte Ansatz baut auf der Kalibrierung der linear polarisierten Antennen auf. Er berücksichtigt jedoch den jeweils von den Antennen empfangenen kreuzpolaren Strahlungsanteil und trägt der Tatsache Rechnung, dass der theoretisch angenommene Bezugspunkt für die Phase nicht notwendigerweise mit dem in der Messung vorliegenden Bezugspunkt übereinstimmt. Die Richtungsschätzung von einfallenden Signalen ist mit diesem Vorgehen, abhängig von der Polarisation, bei einem quadratischen Mittelwert für den Schätzfehler von  $0.14^\circ$  bis  $0.18^\circ$  sehr gut möglich. Auch der für die Bestimmung der Polarisation ermittelte quadratische Mittelwert des Schätzfehlers von  $0.5^\circ$  bis  $2.8^\circ$  ist als gut zu bewerten.

Der Vergleich der Simulations- und Messergebnisse aus den drei vorgestellten Realisierungsbeispielen zeigt deutlich, dass die Analyse von teilweise sehr aufwendigen Antennenstrukturen mit den heute kommerziell verfügbaren Simulationswerkzeugen hervorragend möglich ist. Die Verwendung dieser Feldsimulationen innerhalb eines Optimierungsprozesses führt jedoch in der Regel zu inakzeptablen Berechnungsdauern. Daher wird der Entwicklung und Verwendung von möglichst exakten, wenn auch stark spezialisierten Modellen zur Synthese komplexer Antennensysteme auch künftig eine nennenswerte Bedeutung zukommen.

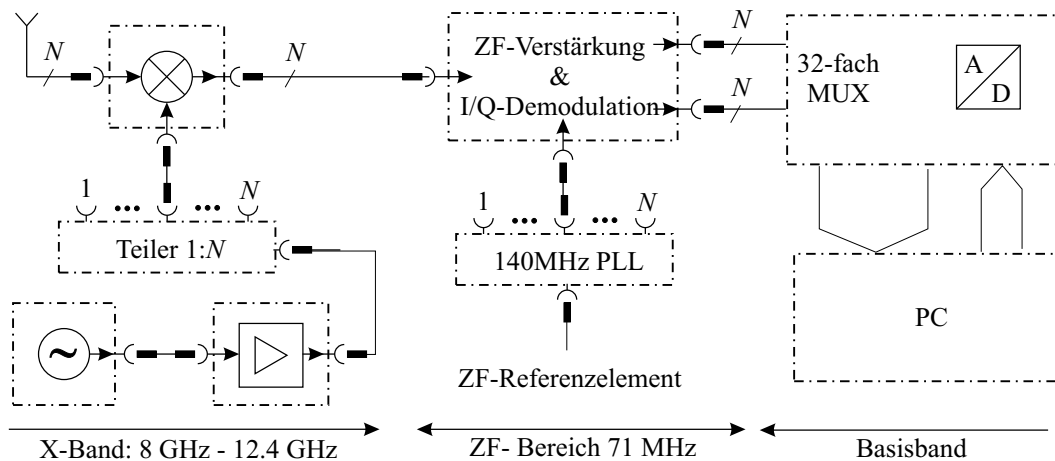
Sowohl die allgemeinen Betrachtungen der Eigenschaften von Gruppenkonfigurationen für den Einsatz in aktiven Antennensystemen als auch die Diskussion der realisierten Beispiele deutet die Vielfältigkeit dieser Aufgabenstellung an. Die Ergebnisse dieser Arbeit können dabei auf der gesamten thematischen Breite eine Unterstützung bei der Beantwortung der Frage nach einer optimalen Antennengruppe für solche Systeme bieten.



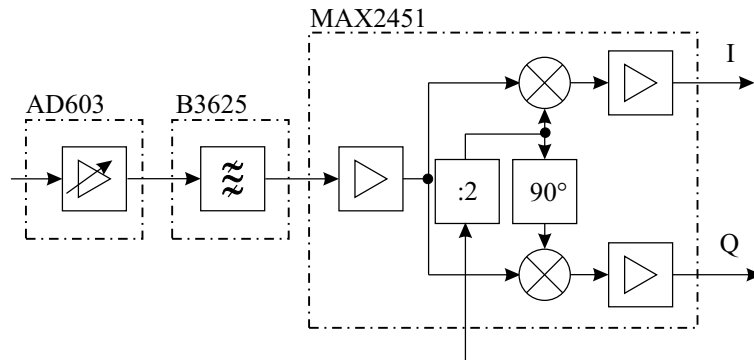
# Anhang A

## Mehrkanal-Empfangssystem

Die Durchführung von Experimenten zur Diagrammformung und Richtungsschätzung mit aktiven Antennensystemen bedingt die Verwendung eines Sende- oder Empfangssystems mit mehreren parallel ausgeführten Signalzweigen. Allgemeine Aspekte dieser Thematik sind in Abschnitt 2.2 dargestellt. Für die Mehrzahl der im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen wird das nachfolgend beschriebene und schematisch in Bild A.1 gezeigte Mehrkanal-Empfangssystem verwendet. Die 16 parallel ausgeführten Signalpfade sind nach dem Heterodyn-Verfahren mit einer zweistufigen Abwärtsmischung realisiert. Der HF-Frequenzbereich ist im Wesentlichen durch die Bandbreite der Mischer in der ersten Stufe auf das X-Band von 8 GHz bis 12.5 GHz festgelegt. Die in der ersten Stufe verwendeten Mischer des Typs M77C von M/A-COM [123] arbeiten nach dem Prinzip des Ringmodulators [124] mit SCHOTTKY-Dioden und ferritbasierten Übertragern. Das benötigte Lokaloszillator-(LO)-Signal, mit einer Leistung von  $\geq 7\text{dBm}$ , wird den Mixern über Leistungsteiler von einer gemeinsamen Quelle zugeführt.



**Bild A.1:** Blockschaltbild des realisierten Mehrkanal-Empfangssystems.

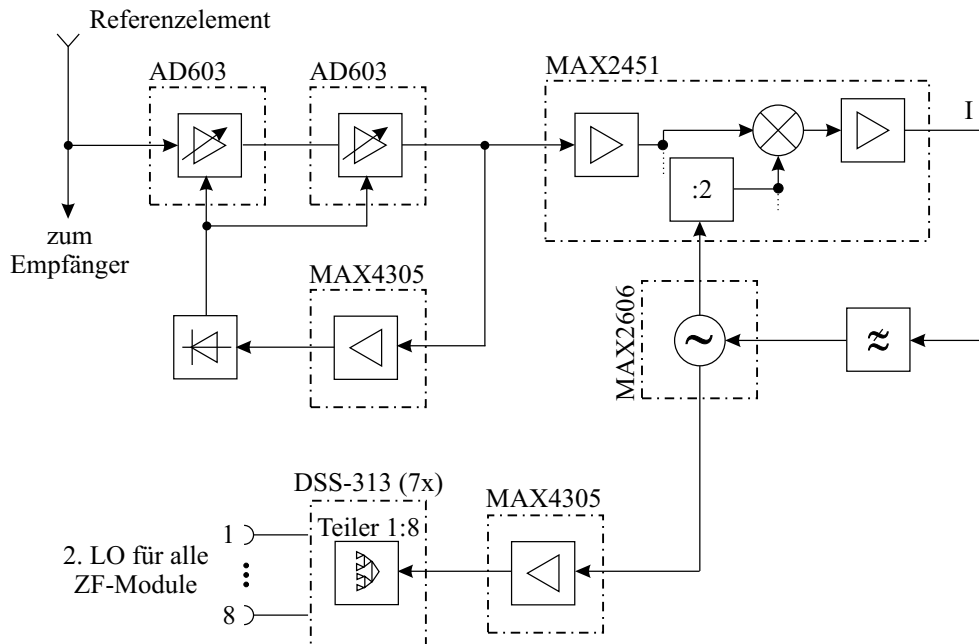


**Bild A.2:** Blockschaltbild eines ZF-Moduls.

Zur gleichzeitigen Versorgung aller 16 Mischer beträgt die benötigte Ausgangsleistung der Quelle etwa 20 dBm, was im vorliegenden Fall den Einsatz eines zusätzlichen Verstärkers in diesem Zweig bedingt. Die LO-Frequenz wird so gewählt, dass eine Abwärtsmischung in das Zwischenfrequenz-(ZF)-Band um 71 MHz erfolgt. Diese in zahlreichen kommerziellen Systemen verwendete Zwischenfrequenzlage erlaubt den Aufbau der weiteren Empfänger-schaltung mit gut verfügbaren Komponenten.

Nach der Verstärkung, Filterung und Abwärtsmischung ins Basisband erfolgt die A/D-Wandlung der Inphase-(I)- und Quadratur-(Q)-Komponenten der Signale, welche dem Real- und Imaginärteil des komplexen Basisbandsignals entsprechen. Diese A/D-Wandlung wird durch eine, für den Einbau in einen PC vorgesehene, 12 Bit A/D-Wandlerkarte vom Typ PCI-6071E des Herstellers National Instruments durchgeführt [125]. Sie erlaubt eine maximale Abtastfrequenz von  $1.25 \text{ MHz}/K$ , wobei  $K$  die Anzahl der auszuwertenden Signale ist. Im vorliegenden Fall entspricht dies der doppelten Anzahl der Signalpfade  $K = 2N$ . Im Betrieb des Empfängers mit 16 Signalpfaden, die jeweils in 16 I- und 16 Q-Signalen enden, folgt die maximale Abtastfrequenz darum zu  $1.25 \text{ MHz}/32 = 39.1 \text{ kHz}$ . Die maximale Bandbreite des Modulationssignals liegt dementsprechend bei ca. 19 kHz. Das Auslesen der A/D-Wandlerkarte ist beispielsweise sehr komfortabel direkt mit der mathematischen Software MATLAB möglich.

Nach dem Überblick für das gesamte Empfangssystem ist in Bild A.2 das Blockschaltbild eines einzelnen ZF-Moduls gezeigt. Im Anschluss an die Abwärtsmischung in die ZF-Lage bei 71 MHz erfolgt zunächst die Verstärkung des Signals. Dazu wird der rauscharme Verstärker AD 603 von Analog Devices [126] verwendet. Der Verstärkungsfaktor des Bausteins ist im gewählten Arbeitspunkt durch eine Steuerspannung von -10 dB bis +30 dB einzustellen. Dies entspricht zwar dem Betrieb mit der geringsten einstellbaren Verstärkung, jedoch ist die dabei erreichte Bandbreite mit 90 MHz maximal. Zur Unterdrückung unerwünschter Mischprodukte und zur Reduzierung des Rauschens wird das schmalbandige SAW-Bandpassfilter B3625 von EPCOS [127] mit einer Mittenfrequenz von 71 MHz verwendet. Die 3 dB-Bandbreite des Filters beträgt typisch 340 kHz, während die Signale bei  $\pm 250 \text{ kHz}$  Abstand von der Bandmitte schon um wenigstens 13 dB abgefallen sind. Da die



**Bild A.3:** Blockschaltbild des Moduls zur Erzeugung des zweiten LO-Signals aus geregelterm Eingangsverstärker, Phasenregelschleife und Ausgangsverstärker.

Ein- und Ausgänge des SAW-Filters tendenziell kapazitiv sind, erfolgt eine Leistungsanpassung an den vorgeschalteten Verstärker und den nachfolgenden I/Q-Demodulator durch eine Kombination von Chip-Induktivitäten.

Zur Umsetzung der Zwischenfrequenzsignale in das komplexe Basisband ist die Verwendung eines I/Q-Demodulators nötig. Dazu wird in dem ZF-Modul der Baustein MAX 2451 von Maxim [128] eingesetzt. Die Eingangssignale werden in diesem Baustein, nach einer weiteren Verstärkung, in zwei separaten Mischern mit dem zweiten LO-Signal in die I-Komponente, bzw. mit dem um  $90^\circ$  versetzten LO-Signal in die Q-Komponente, herabgemischt. Die niederfrequenten I- und Q-Signale liegen dann am Ausgang des Bausteins nach erneuter Verstärkung vor und werden direkt der A/D-Wandlerkarte zugeführt.

Der verwendete I/Q-Demodulator erlaubt sowohl den Betrieb mit einem internen als auch einem externen LO, dessen Frequenz bedingt durch den Aufbau des Mixers der doppelten Signalfrequenz entsprechen muss und somit bei 142 MHz liegt. Die Verwendung eines gemeinsamen, also extern zugeführten LO-Signals ist in dieser Anwendung essentiell, damit ein festes Phasenverhältnis zwischen allen I- und Q-Signalen der  $N$  Signalpfade bestehen bleibt. Weiterhin ist das zweite LO-Signal phasenstarr durch eine Phasenregelschleife mit dem Träger des ZF-Signals zu verbinden. Das Blockschaltbild des dazu verwendeten Moduls ist in Bild A.3 gezeigt.

Der Kern dieses Moduls ist der spannungsgesteuerte Oszillator MAX 2606 von Maxim [129], dessen Leerlauffrequenz durch die äußere Beschaltung auf etwa 142 MHz eingestellt ist. Durch Veränderung der Steuerspannung im Bereich von 0.4 V bis 2.4 V wird eine

Frequenzvariation des VCOs von 129 MHz bis 152 MHz erreicht. Einer der zwei Oszillatorausgänge wird mit dem Operationsverstärker MAX 4305 [130] verbunden und das verstärkte Signal über ein Netzwerk aus sieben Leistungsteilern vom Typ DSS-313 von M/A-Com [131] auf acht Ausgänge verteilt. Diese werden mit den acht ZF-Modulen verbunden, in denen jeweils zwei der 16 Signalpfade untergebracht sind.

Wie ebenfalls in Bild A.3 gezeigt ist, bildet der zweite Ausgang des VCOs einen Teil der Phasenregelschleife, die den Bezug zu einem der  $N$  vorliegenden ZF-Signale herstellt. Dabei wird das ZF-Signal des als Phasenreferenz angenommenen Antennenelementes über eine Kombination aus zwei variablen Verstärkern vom Typ AD 603, einem OP-Verstärker vom Typ MAX 4305 und einer diskret aufgebauten Detektorschaltung auf einen nahezu konstanten Pegel von  $200 \text{ mV}_{\text{ss}}$  angehoben. Ohne das ZF-Signal nennenswert zu belasten, ermöglicht dieser Schaltungsteil die Pegelstabilisierung für einen Leistungsbereich von etwa  $-60\text{dBm}$  bis  $10\text{dBm}$ . Das so verstärkte ZF-Signal wird mit dem des VCOs in einen als Phasendetektor operierenden I/Q-Demodulatorbaustein MAX 2451 eingespeist. Während der Q-Zweig des Bausteins nicht verwendet wird, liefert der I-Ausgang die für den Oszillator in der Phasenregelschleife benötigte Regelspannung. Diese wird schließlich über einen Tiefpass mit dem Steuereingang des Oszillators verbunden.



# Anhang B

## Elementarstrahler

An verschiedenen Stellen dieser Arbeit werden theoretische Betrachtungen von Gruppen aus unterschiedlichen Antennenelementen durchgeführt. Die Eigenschaften der dazu verwendeten Elementarstrahler sind in diesem Kapitel zusammengefasst.

### Isotrope Strahler

Der Ausgangspunkt vieler Untersuchungen in der Sensorsignalverarbeitung ist der isotrope Kugelstrahler, mit einem richtungsunabhängigen Elementdiagramm  $|\mathbf{g}(\Omega)| = \text{const.}$  Praktisch ist dieser Strahler als polarisationsreines Element jedoch nicht realisierbar, da kein Vektorfeld zu den drei notwendigen Bedingungen

- konstante Leistungsdichte:

$$|\vec{p}| = |\vec{E} \times \vec{H}| = p_0 \quad (\text{B.1})$$

- E- und H-Feld immer senkrecht zueinander:

$$\vec{E} \cdot \vec{H} = 0 \quad (\text{B.2})$$

- E- und H-Feld durch die Freiraumimpedanz verknüpft:

$$|\vec{H}| = \eta_0 |\vec{E}| \quad (\text{B.3})$$

für alle Raumrichtungen  $\Omega$  existiert. Bestehen dagegen bei der Polarisation keine Einschränkungen, so ist durch den L-Strahler nach [132] mit dem Elementdiagramm

$$\mathbf{g} = [\cos \Phi \cdot e^{j\frac{\pi}{2}(1+\cos \Theta)} \quad \sin \Phi], \quad \mathbf{g}\mathbf{g}^H = |\mathbf{g}|^2 = 1 \quad (\text{B.4})$$

eine isotrope Leistungsdichte im Fernfeld des Antennenelementes möglich.

### HERTZ'scher Dipol

Grundlage vieler Betrachtungen ist der  $z$ -gerichtete HERTZ'sche oder elektrische Dipol mit dem Elementdiagramm

$$\mathbf{g}_z = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot [\sin \Theta \quad 0], \quad (\text{B.5})$$

und einer Direktivität von  $D = 3/2 \hat{=} 1.76$  dBi. Die Ausdrücke für die Elementdiagramme eines HERTZ'schen Dipols in  $x$ - und  $y$ -Ausrichtung folgen daraus mit Hilfe entsprechender Koordinatentransformationen:

$$\mathbf{g}_x = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot [-\cos(\Theta) \cos(\Phi) \quad \sin(\Phi)], \quad (\text{B.6})$$

$$\mathbf{g}_y = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot [-\cos(\Theta) \sin(\Phi) \quad -\cos(\Phi)]. \quad (\text{B.7})$$

Analog zu der Beschreibung zylindrischer oder sphärischer Einheitsvektoren durch kartesische Einheitsvektoren erfolgt die Beschreibung beliebig ausgerichteter Dipole. Für das Beispiel eines in sphärischen Koordinaten parallel zum Einheitsvektor in  $r$ -Richtung liegenden Dipols folgt

$$\mathbf{g}_r = \mathbf{g}_x \cdot \cos \Phi_0 \sin \Theta_0 + \mathbf{g}_y \cdot \sin \Phi_0 \sin \Theta_0 + \mathbf{g}_z \cdot \cos \Theta_0 \quad (\text{B.8})$$

$$= \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \begin{bmatrix} -\cos \Theta \sin \Theta_0 \cos(\Phi - \Phi_0) + \sin \Theta \cos \Theta_0 \\ \sin \Theta_0 \sin(\Phi - \Phi_0) \end{bmatrix}^T, \quad (\text{B.9})$$

mit den Winkeln  $\Theta_0$  und  $\Phi_0$  zur Beschreibung der Diporausrichtung.

### HUYGENS-Quelle

Nach dem BABINET'schen Prinzip [70] erfolgt die Beschreibung des zum elektrischen Dipol komplementären magnetischen Dipols durch Vertauschen der  $\Theta$ - und  $\Phi$ -Komponenten aus den Elementdiagrammen. Die Kombination eines elektrischen und eines dazu senkrechten magnetischen Dipols führt zur sogenannten HUYGENS-Quelle [133]. Die Überlagerung eines  $\Theta$ -orientierten elektrischen Dipols und eines  $\Phi$ -orientierten magnetischen Dipols resultiert dann in dem  $r$ -gerichteten Elementdiagramm

$$\mathbf{g} = \sqrt{3} \cdot \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -(1 + \cos \Theta \cos \Theta_0) \cos(\Phi - \Phi_0) - \sin \Theta \sin \Theta_0 \\ (\cos \Theta + \cos \Theta_0) \sin(\Phi - \Phi_0) \end{bmatrix}^T \quad (\text{B.10})$$

mit dem Maximum in Richtung  $\Theta_0, \Phi_0$ . Dieser Strahler weist die Direktivität  $D = 3$  und im Spezialfall

$$\mathbf{g}|_{\Theta_0=0, \Phi_0=0} = \sqrt{3} \cdot \frac{1 + \cos \Theta}{2} \cdot [-\cos \Phi \quad \sin \Phi] \quad (\text{B.11})$$

einen um die  $z$ -Achse rotationssymmetrischen Betragsverlauf auf. Durch die gerichtete Abstrahlung eignet sich dieser Elementarstrahler als Basis für die Modellierung planarer oder konformer Mikrostreifenleitungsantennen [19].

# Anhang C

## Evaluation der Richtungsempfindlichkeit

### CRAMÉR-RAO-Schranke nach STOICA & NEHORAI

Nach [41] ist die CRAMÉR-RAO-Schranke für das Problem der Richtungsschätzung mit einer Sensorgruppe und  $M$  einfallenden Wellenfronten unter Verwendung einer ausreichend großen Zahl von Abtastwerten  $K$

$$CRS(\xi) = \frac{N_0}{2K} (\Re \{ [\mathbf{D}^H \cdot [\mathbf{I} - \mathbf{H}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H] \cdot \mathbf{D}] \odot \mathbf{P}^T \})^{-1}. \quad (\text{C.1})$$

Die Definition der darin enthaltenen Matrizen ist

$$\mathbf{P} = \mathbb{E} \{ \mathbf{x} \mathbf{x}^H \}, \quad (\text{C.2})$$

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}(\xi_1) \dots \mathbf{h}(\xi_M)], \quad (\text{C.3})$$

$$\mathbf{D} = [\dot{\mathbf{h}}(\xi_1) \dots \dot{\mathbf{h}}(\xi_M)] \quad (\text{C.4})$$

und  $N_0$  ist die Rauschleistung in einem einzelnen Signalpfad.

### Richtungsempfindlichkeit

Die in Kapitel 3.2 definierte Richtungsempfindlichkeit einer Antennengruppe ist nach Gleichung 3.42 durch

$$R(\Omega) = \frac{2}{\pi^2} \cdot \mathbf{d}^H \cdot \left( \mathbf{I} - \frac{\mathbf{h} \mathbf{h}^H}{\mathbf{h}^H \mathbf{h}} \right) \cdot \mathbf{d}. \quad (\text{C.5})$$

gegeben. Die räumliche Impulsantwort der Gruppe (Gleichung 2.19) bei einer angenommenen Polarisation  $\mathbf{p}_0$  ist

$$\mathbf{h}(\xi) = \vec{\mathbf{h}}(\xi) \mathbf{p}_0^H \quad (\text{C.6})$$

$$= \mathbf{a}(\xi) \odot (\vec{\mathbf{g}}(\xi) \mathbf{p}_0^H) \quad (\text{C.7})$$

$$= \mathbf{a}(\xi) \odot \mathbf{g}(\xi). \quad (\text{C.8})$$

Dabei sind in  $\mathbf{g}$  die Elementdiagramme unter Berücksichtigung der Polarisierung zusammengefasst und der Vektor

$$\mathbf{a} = e^{jk\mathbf{L}^T \hat{\mathbf{u}}_r} \quad (\text{C.9})$$

beschreibt die Phasenunterschiede durch die unterschiedlichen Elementpositionen  $\mathbf{r}_n$  in der Matrix

$$\mathbf{L} = [\mathbf{r}_1, \dots, \mathbf{r}_N]. \quad (\text{C.10})$$

Unter Verwendung der Produktregel folgt die Ableitung der räumlichen Impulsantwort zu

$$\mathbf{d} = \dot{\mathbf{h}} = \frac{d}{d\xi} \mathbf{h}(\xi) = \mathbf{a}(\xi) \odot \dot{\mathbf{g}}(\xi) + \mathbf{g}(\xi) \odot \dot{\mathbf{a}}(\xi) \quad (\text{C.11})$$

$$= \mathbf{A}_D \cdot \dot{\mathbf{g}} + \mathbf{G}_D \cdot \dot{\mathbf{a}}. \quad (\text{C.12})$$

Dabei werden die Diagonalmatrizen

$$\mathbf{A}_D = \text{diag}\{\mathbf{a}\} \quad \text{und} \quad \mathbf{G}_D = \text{diag}\{\mathbf{g}\} \quad (\text{C.13})$$

eingeführt. Die Ableitung des Vektors  $\mathbf{a}$  folgt nach der Ableitung der enthaltenen Exponentialfunktionen zu

$$\dot{\mathbf{a}} = (jk\mathbf{L}^T \hat{\mathbf{u}}_r) \odot e^{jk\mathbf{L}^T \hat{\mathbf{u}}_r} = (jk\mathbf{L}^T \hat{\mathbf{u}}_r) \odot \mathbf{a} = jk\mathbf{A}_D \mathbf{L}^T \hat{\mathbf{u}}_r. \quad (\text{C.14})$$

Die darin auftretende Ableitung des Einheitsvektors  $\hat{\mathbf{u}}_r$  in  $r$ -Richtung ist bei bekannten Funktionen  $\Theta(\xi)$  und  $\Phi(\xi)$  durch den folgenden Zusammenhang gegeben:

$$\dot{\hat{\mathbf{u}}}_r = \frac{d}{d\xi} \begin{bmatrix} \cos \Phi \sin \Theta \\ \sin \Phi \sin \Theta \\ \cos \Theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Phi \cos \Theta \\ \sin \Phi \cos \Theta \\ -\sin \Theta \end{bmatrix} \dot{\Theta} + \begin{bmatrix} -\sin \Phi \sin \Theta \\ \cos \Phi \sin \Theta \\ 0 \end{bmatrix} \dot{\Phi} \quad (\text{C.15})$$

$$= \dot{\Theta} \cdot \hat{\mathbf{u}}_\Theta - \dot{\Phi} \cdot \sin \Theta \hat{\mathbf{u}}_\Phi. \quad (\text{C.16})$$

Da die Reihenfolge der Multiplikation der Diagonalmatrizen  $\mathbf{G}_D$  und  $\mathbf{A}_D$  vertauschbar ist, wird die Ableitung der räumlichen Impulsantwort zu

$$\mathbf{d} = \mathbf{G}_D \cdot jk\mathbf{A}_D \mathbf{L}^T \hat{\mathbf{u}}_r + \mathbf{A}_D \cdot \dot{\mathbf{g}} = \mathbf{A}_D (jk\mathbf{G}_D \mathbf{L}^T \hat{\mathbf{u}}_r + \dot{\mathbf{g}}) \quad (\text{C.17})$$

Für die Evaluation der Gleichung C.5 sind einige kombinierte Ausdrücke zu bestimmen. Für das Betragsquadrat von  $\mathbf{d}$  folgt

$$|\mathbf{d}|^2 = (\dot{\mathbf{g}}^H - jk\hat{\mathbf{u}}_r^T \mathbf{L} \mathbf{G}_D^H)(\dot{\mathbf{g}} + jk\mathbf{G}_D \mathbf{L}^T \hat{\mathbf{u}}_r) \quad (\text{C.18})$$

$$= |\dot{\mathbf{g}}|^2 + k^2 \hat{\mathbf{u}}_r^T \mathbf{L} \mathbf{G}_D^H \mathbf{G}_D \mathbf{L}^T \hat{\mathbf{u}}_r + 2\Re\{jk\dot{\mathbf{g}}^H \mathbf{G}_D \mathbf{L}^T \hat{\mathbf{u}}_r\}. \quad (\text{C.19})$$

Darin ist berücksichtigt, dass die Diagonalelemente von  $\mathbf{A}_D$  nur durch Exponentialfunktionen belegt sind und darum  $\mathbf{A}_D^H \mathbf{A}_D = \mathbf{I}$  ist. Das Produkt aus dem Ableitungsvektor und der räumlichen Impulsantwort ist

$$\mathbf{d}^H \mathbf{h} = \mathbf{d}^H \mathbf{A}_D \mathbf{g} = (\dot{\mathbf{g}}^H - jk\hat{\mathbf{u}}_r^T \mathbf{L} \mathbf{G}_D^H) \cdot \mathbf{g} \quad (\text{C.20})$$

und das Betragsquadrat dieses Ausdruckes folgt zu

$$|\mathbf{d}^H \mathbf{h}|^2 = |\dot{\mathbf{g}}^H \mathbf{g}|^2 + k^2 \dot{\mathbf{u}}_r^T \mathbf{L} \mathbf{G}_D^H \cdot \mathbf{g} \mathbf{g}^H \mathbf{G}_D \mathbf{L}^T \dot{\mathbf{u}}_r + 2\Re\{jk \dot{\mathbf{g}}^H \mathbf{g} \mathbf{g}^H \mathbf{G}_D \mathbf{L}^T \dot{\mathbf{u}}_r\}. \quad (\text{C.21})$$

Schließlich ist das Betragsquadrat der räumlichen Impulsantwort

$$\mathbf{h}^H \mathbf{h} = \mathbf{g}^H \mathbf{g}. \quad (\text{C.22})$$

Mit diesen Gleichungen erfolgt die Beschreibung der Richtungsempfindlichkeit durch

$$\begin{aligned} R = \frac{2}{\pi^2} \cdot \left( |\mathbf{d}|^2 - \frac{|\mathbf{d}^H \mathbf{h}|^2}{\mathbf{h}^H \mathbf{h}} \right) &= \frac{2}{\pi^2} \cdot \dot{\mathbf{g}}^H \left( \mathbf{I} - \frac{\mathbf{g} \mathbf{g}^H}{\mathbf{g}^H \mathbf{g}} \right) \dot{\mathbf{g}} \\ &+ \frac{8}{\lambda^2} \cdot \dot{\mathbf{u}}_r^T \mathbf{L} \mathbf{G}_D^H \left( \mathbf{I} - \frac{\mathbf{g} \mathbf{g}^H}{\mathbf{g}^H \mathbf{g}} \right) \mathbf{G}_D \mathbf{L}^T \dot{\mathbf{u}}_r \\ &- \frac{4}{\pi^2} \Im \left\{ jk \dot{\mathbf{g}}^H \left( \mathbf{I} - \frac{\mathbf{g} \mathbf{g}^H}{\mathbf{g}^H \mathbf{g}} \right) \mathbf{G}_D \mathbf{L}^T \dot{\mathbf{u}}_r \right\}. \end{aligned} \quad (\text{C.23})$$

Unter der Annahme, dass allen Elementen ein vom Schwenkwinkel unabhängiges Phasenzentrum zugeordnet ist, können die Elementdiagramme in  $\mathbf{g}$  bzw.  $\mathbf{G}_D$  sowie deren Ableitung als reellwertig angenommen werden. Da auch die Positionsmatrix und die Ableitung des Einheitsvektors  $\dot{\mathbf{u}}_r$  reell sind, verschwindet der Imaginärteil des Ausdrucks in der geschweiften Klammer und dieser Summand entfällt.

Die Untersuchung des zweiten Summanden und der Übergang von der Matrix- in die Summenschreibweise führt zu den Umformungen

$$\mathbf{L} \mathbf{G}_D^T \mathbf{G}_D \mathbf{L}^T = \sum_{n=1}^N g_n^2 \mathbf{r}_n \mathbf{r}_n^T, \quad (\text{C.24})$$

$$\mathbf{L} \mathbf{G}_D^T \mathbf{g} = \sum_{n=1}^N g_n^2 \mathbf{r}_n = \bar{\mathbf{r}} \cdot \sum_{n=1}^N g_n^2, \quad (\text{C.25})$$

wobei der mit  $g_n^2$  gewichtete, lineare Mittelwert der Vektoren  $\mathbf{r}_n$  aus der Matrix  $\mathbf{L}$  als

$$\bar{\mathbf{r}} = \frac{\sum_{n=1}^N g_n^2 \mathbf{r}_n}{\sum_{n=1}^N g_n^2} = \frac{1}{\mathbf{g}^T \mathbf{g}} \sum_{n=1}^N g_n^2 \mathbf{r}_n \quad (\text{C.26})$$

bezeichnet wird. Das innere Matrixprodukt in der Gleichung C.23 wird mit diesen Beziehungen zu

$$\mathbf{L} \mathbf{G}_D^T \left( \mathbf{I} - \frac{\mathbf{g} \mathbf{g}^T}{\mathbf{g}^T \mathbf{g}} \right) \mathbf{G}_D \mathbf{L}^T = \sum_{n=1}^N g_n^2 \mathbf{r}_n \mathbf{r}_n^T - \bar{\mathbf{r}} \bar{\mathbf{r}}^T \cdot \sum_{n=1}^N g_n^2 \quad (\text{C.27})$$

$$= \sum_{n=1}^N g_n^2 (\mathbf{r}_n - \bar{\mathbf{r}})(\mathbf{r}_n - \bar{\mathbf{r}})^T. \quad (\text{C.28})$$

Das Einsetzen dieser Summenformel führt dann zu der Formulierung für die Richtungsempfindlichkeit in Gleichung 3.57.

### Lineare Antennennguppe aus isotropen Kugelstrahlern

Für einige Beispiele ist die analytische Evaluation der Richtungsempfindlichkeit gut möglich. Die räumliche Impulsantwort einer linearen Gruppe aus isotropen Kugelstrahlern entlang der  $z$ -Achse ist

$$\mathbf{h}(\Theta) = g(\Theta) \cdot \mathbf{a}(\Theta) = 1 \cdot e^{jkz \cos \Theta}, \quad (\text{C.29})$$

$$\mathbf{z} = [z_n] \quad z_n = (n-1)d, \quad n = 1 \dots N. \quad (\text{C.30})$$

Diese ist nur vom Elevationswinkel  $\Theta$  abhängig und wird dementsprechend auch nur eine Auflösung in Elevation ermöglichen. Unter Verwendung der Gleichung 3.60 zur Berechnung der Richtungsempfindlichkeit bei Gruppen aus identischen Elementen folgt

$$R = \frac{2}{\pi^2} \cdot \left( |\dot{\mathbf{a}}|^2 - \frac{|\dot{\mathbf{a}}^H \mathbf{h}|^2}{|\mathbf{h}|^2} \right). \quad (\text{C.31})$$

Die Ableitung von  $\mathbf{a}$  nach  $\xi = \Theta$  ist dann

$$\dot{\mathbf{a}} = -jk \sin \Theta \mathbf{z} \odot e^{jkz \cos \Theta} \quad (\text{C.32})$$

und die für die Richtungsempfindlichkeit relevanten Vektorprodukte sind

$$\dot{\mathbf{a}}^H \dot{\mathbf{a}} = k^2 \sin^2 \Theta \mathbf{z}^T \mathbf{z}, \quad (\text{C.33})$$

$$\dot{\mathbf{a}}^H \mathbf{h} = jk \sin^2 \Theta N \bar{z} \quad \text{mit} \quad \bar{z} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N z_n, \quad (\text{C.34})$$

$$\mathbf{h}^H \mathbf{h} = N \sin^2 \Theta, \quad (\text{C.35})$$

$$\frac{|\dot{\mathbf{a}}^H \mathbf{h}|^2}{\mathbf{h}^H \mathbf{h}} = k^2 \sin^2 \Theta N \bar{z}^2 + N \cos^2 \Theta. \quad (\text{C.36})$$

Die Richtungsempfindlichkeit wird demnach zu

$$R = \frac{8}{\lambda^2} \sin^2 \Theta \cdot (\mathbf{z}^T \mathbf{z} - N \bar{z}^2). \quad (\text{C.37})$$

Für den Fall äquidistant angeordneter Elemente gilt nun

$$\bar{z} = d \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (n-1) = d \cdot \frac{N-1}{2}, \quad (\text{C.38})$$

$$\mathbf{z}^T \mathbf{z} = d^2 \sum_{n=1}^N (n-1)^2 = d^2 \cdot \left( \frac{N(N+1)(2N+1)}{6} - N^2 \right) \quad (\text{C.39})$$

und die Richtungsempfindlichkeit ist schließlich

$$R = \left( \frac{d}{\lambda} \right)^2 \cdot \frac{2}{3} \cdot \sin^2 \Theta \cdot N(N^2 - 1). \quad (\text{C.40})$$

### Kreisgruppe aus HERTZ'schen-Dipolen

Ein weiteres Beispiel ist die Kreisgruppe in der  $xy$ -Ebene aus aus  $z$ -gerichteten HERTZ'schen Dipolen mit der räumlichen Impulsantwort

$$\mathbf{h} = g(\Omega) \cdot \mathbf{a}(\Omega) = \sqrt{1.5} \sin \Theta \cdot e^{jk\rho \sin(\Theta) \cos(\Phi - \phi)}, \quad (\text{C.41})$$

$$\phi = [\phi_n] \quad \phi_n = (n-1) \frac{2\pi}{N}. \quad (\text{C.42})$$

Da die Summe der Positionsvektoren wegen

$$\sum_{n=1}^N \mathbf{r}_n = \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^N \cos(\phi_n) \\ \sum_{n=1}^N \sin(\phi_n) \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad \text{für} \quad N > 1 \quad (\text{C.43})$$

verschwindet, wird für diese Gruppe aus identischen Elementen die Formulierung der Gleichung 3.62 für die Richtungsempfindlichkeit verwendet:

$$R = \frac{3}{\pi^2} \cdot \sin^2 \Theta \cdot |\dot{\mathbf{a}}|^2. \quad (\text{C.44})$$

Das Betragsquadrat von  $\dot{\mathbf{a}}$  folgt weiterhin aus der Metrik von  $\mathbf{a}$ . Analog zu der Gleichung 3.48 sind die zugehörigen Fundamentalgrößen:

$$\frac{d\mathbf{a}}{d\Theta} = (jk\rho \cos \Theta \cos(\Phi - \Phi_Q)) \odot \mathbf{a}, \quad (\text{C.45})$$

$$\frac{d\mathbf{a}}{d\Phi} = (-jk\rho \sin \Theta \sin(\Phi - \Phi_Q)) \odot \mathbf{a}, \quad (\text{C.46})$$

$$E = k^2 \rho^2 \cos^2 \Theta \sum_{n=1}^N \cos^2(\Phi - \phi_n) = (k\rho \cos \Theta)^2 \frac{N}{2} \quad \text{für} \quad N > 2, \quad (\text{C.47})$$

$$F = k^2 \rho^2 \cos \Theta \sin \Theta \sum_{n=1}^N \cos(\Phi - \phi_n) \sin(\Phi - \phi_n) = 0, \quad (\text{C.48})$$

$$G = k^2 \rho^2 \sin^2 \Theta \sum_{n=1}^N \sin^2(\Phi - \phi_n) = (k\rho \sin \Theta)^2 \frac{N}{2} \quad \text{für} \quad N > 2. \quad (\text{C.49})$$

Mit diesen Größen folgt für die Richtungsempfindlichkeit der betrachteten Kreisgruppe

$$R = \frac{3}{\pi^2} \cdot \sin^2 \Theta \cdot (E\dot{\Theta}^2 + 2F\dot{\Theta}\dot{\Phi} + G\dot{\Phi}^2) \quad (\text{C.50})$$

$$= 6N \cdot \sin^2 \Theta \cdot \left(\frac{\rho}{\lambda}\right)^2 \cdot (\cos^2 \Theta \dot{\Theta}^2 + \sin^2 \Theta \dot{\Phi}^2). \quad (\text{C.51})$$

Ist der Umfang der Kreisgruppe durch

$$U = N \cdot d = 2\pi\rho \quad (\text{C.52})$$

gegeben, so kann der Radius der Gruppe  $\rho$  durch die Elementanzahl  $N$  und den Elementabstand  $d$  ausgedrückt werden:

$$\rho = \frac{N \cdot d}{2\pi}. \quad (\text{C.53})$$

Mit diesem Ausdruck und der Zusammenfassung der Winkelfunktionen ist die Richtungsempfindlichkeit der Kreisgruppe aus  $z$ -gerichteten HERTZ'schen-Dipolen in der  $xy$ -Ebene schließlich

$$R = \frac{3N^3}{2\pi^2} \cdot \left(\frac{d}{\lambda}\right)^2 \cdot \left(\frac{1}{4} \sin^2(2\Theta) \dot{\Theta}^2 + \sin^4 \Theta \dot{\Phi}^2\right). \quad (\text{C.54})$$



## Anhang D

# Transformation von Kreisgruppen

Um für die räumlichen Impulsantwort von Kreisgruppen-Antennen eine VANDERMONDE-Struktur zu erhalten, wird eine Transformation aus der Betrachtung abgetasteter Ringaperturen abgeleitet. Die Belegungsfunktion  $w(\phi)$  einer zunächst als kontinuierlich angenommenen Ringapertur ist periodisch in  $2\pi$  und durch die FOURIER-Reihe

$$w^*(\phi) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \alpha_m e^{jm\phi} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \alpha_m w_m^*(\phi) \quad (\text{D.1})$$

zu beschreiben [134, 31, 135]. Darin ist  $w_m(\phi) = e^{-jm\phi}$  die  $m$ -te räumliche Harmonische der Anregung und  $\alpha_m$  der zugehörige FOURIER-Koeffizient. Das Fernfelddiagramm, welches durch diesen Mode erzeugt wird, ist dann

$$f_m(\Phi) = \int_0^{2\pi} w_m^* e^{jk\rho \cos(\Phi-\phi)} d\phi \quad (\text{D.2})$$

$$= 2\pi j^m J_m(k\rho) e^{jm\Phi}, \quad (\text{D.3})$$

mit der BESSEL-Funktion  $J_m(\cdot)$  erster Art und  $m$ -ter Ordnung als Integrallösung und dem Radius der Ringapertur  $\rho$ .

Der Wert dieser BESSEL-Funktion wird nun vernachlässigbar klein, wenn die Ordnung  $m$  größer als das Argument  $k\rho$  wird. Daraus entsteht eine Aussage über die mit einer bestimmten Ringapertur maximal anregbaren, bzw. zu berücksichtigen Moden

$$M = \pm k\rho. \quad (\text{D.4})$$

Die Moden höherer Ordnung sind dementsprechend vernachlässigbar. Die physikalische Bedeutung dieser Aussage liegt darin, dass durch die Vorzeichenwechsel der Belegungsfunktionen für die Moden höherer Ordnung kaum noch Leistung abgestrahlt wird.

Das Fernfeld einer Kreisgruppenantenne ist allgemein durch die Überlagerung der gewichteten Elementbeiträge gegeben:

$$f(\Phi) = \sum_{n=1}^N w_n^* e^{jk\rho \cos(\Phi-\phi_n)}. \quad (\text{D.5})$$

Die Summanden der Gleichungen sind als Integral über eine kontinuierliche, an den Orten der Elemente durch die DIRAC-Distribution abgetastete Funktion zu beschreiben:

$$f(\Phi) = \sum_{n=1}^N \int_0^{2\pi} w^*(\phi) e^{jk\rho \cos(\Phi-\phi)} \delta(\phi - \phi_n) d\phi. \quad (D.6)$$

Nach Vertauschen der Integration mit der Summation und unter Verwendung der Identität

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) = |T| \sum_{p=-\infty}^{\infty} e^{j2\pi p T f} \quad (D.7)$$

mit den Variablen  $\phi_n = n \frac{2\pi}{N}$ ,  $f = \phi$  und  $T = \frac{N}{2\pi}$  folgt für den Fernfeldausdruck

$$f(\Phi) = \int_0^{2\pi} w^*(\phi) e^{jk\rho \cos(\Phi-\phi)} \frac{N}{2\pi} \sum_{p=-\infty}^{\infty} e^{jNp\phi} d\phi. \quad (D.8)$$

Mit der Gewichtung  $w^*(\phi) = w_m^*(\phi) = e^{jm\phi}$  wird wieder ein Ausdruck für das Fernfelddiagramm des  $m$ -ten Modes erhalten.

$$f_m(\Phi) = \int_0^{2\pi} e^{jm\phi} e^{jk\rho \cos(\Phi-\phi)} \frac{N}{2\pi} \sum_{p=-\infty}^{\infty} e^{jNp\phi} d\phi = \sum_{p=-\infty}^{\infty} f_{m,p}(\Phi) \quad (D.9)$$

Für die nach erneuter Vertauschung von Integration und Summation entstehenden Summanden ist, wie im Fall der kontinuierlichen Apertur, eine Integrallösung mit Hilfe der BESSEL-Funktion erster Art anzugeben:

$$f_{m,p}(\Phi) = \frac{N}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{j(m+Np)\phi} e^{jk\rho \cos(\Phi-\phi)} d\phi \quad (D.10)$$

$$= N j^{m+Np} J_{m+Np}(k\rho) e^{j(m+Np)\Phi}. \quad (D.11)$$

Der dem Index  $p = 0$  zugeordnete Summand gibt die Lösung des kontinuierlichen Falles wieder. Durch die Abtastung der Apertur entstehen darüberhinaus weitere Terme, die durch die Einhaltung einer zu definierenden Abtastbedingung möglichst wenig Einfluss zeigen sollen. Da diese Terme jeweils durch eine BESSEL-Funktionen der Ordnungen  $m+Np$  beschrieben werden, erfolgt die Definition der Abtastbedingung wieder durch das Verhältnis zwischen Ordnung und Argument der BESSEL-Funktion:

$$k\rho < |m + Np| \text{ für } \begin{cases} p = -1 & m > 0 \\ p = 1 & m < 0 \end{cases} \quad (D.12)$$

$$N > k\rho + m \quad (D.13)$$

Diese Anforderung ist für alle anregbare Moden zu erfüllen. Der höchste anregbare Mode ist als  $m_{max} = M = k\rho$  definiert worden und die Abtastbedingung wird somit zu

$$N > 2k\rho. \quad (\text{D.14})$$

Bei Einhaltung dieser Bedingung wird das Fernfelddiagramm des  $m$ -ten Modes in guter Näherung durch

$$f_m(\Phi) = \mathbf{w}_m^H \cdot \mathbf{h} = \sum_{p=-\infty}^{\infty} f_{m,p}(\Phi) \quad (\text{D.15})$$

$$\approx f_{m,0}(\Phi) \quad (\text{D.16})$$

$$\approx N j^m J_m(k\rho) e^{jm\Phi} \quad (\text{D.17})$$

beschrieben. Zur Erzeugung dieses Diagramms ist die räumliche Impulsantwort der Kreisgruppenantenne

$$\mathbf{h} = [e^{jk\rho \cos(\Phi-\phi_1)}, e^{jk\rho \cos(\Phi-\phi_2)}, \dots, e^{jk\rho \cos(\Phi-\phi_N)}]^T \quad (\text{D.18})$$

mit den Anregungskoeffizienten  $w_m(\phi)|_{\phi=\phi_n}$  im Vektor

$$\mathbf{w}_m = [e^{-jm\frac{2\pi}{N}}, e^{-jm2\frac{2\pi}{N}}, \dots, e^{-jmN\frac{2\pi}{N}}]^T \quad (\text{D.19})$$

zu multiplizieren.

Der Übergang von der Summen- zur Matrixschreibweise für die FOURIER-Reihen der Anregung und des Fernfelddiagramms führt zu

$$f(\Phi) \approx \sum_{m=-M}^M \alpha_m \mathbf{w}_m^H \cdot \mathbf{h} = \boldsymbol{\alpha} \cdot \mathbf{W}^H \cdot \mathbf{h} \quad (\text{Anregung}) \quad (\text{D.20})$$

$$\approx \sum_{m=-M}^M \alpha_m f_m(\Phi) \approx \boldsymbol{\alpha} \cdot N \cdot \mathbf{J} \cdot \mathbf{h}_M \quad (\text{Fernfelddiagramm}), \quad (\text{D.21})$$

worin folgende Definitionen enthalten sind:

$$\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_{-M}, \dots, \alpha_M], \quad (\text{D.22})$$

$$\mathbf{W} = [\mathbf{w}_{-M}, \dots, \mathbf{w}_M], \quad (\text{D.23})$$

$$\mathbf{J} = \text{diag}[j^{-M} J_{-M}(k\rho), \dots, j^M J_M(k\rho)], \quad (\text{D.24})$$

$$\mathbf{h}_M = [e^{-jM\Phi}, \dots, e^{jM\Phi}]^T. \quad (\text{D.25})$$

Aus diesem Zusammenhang folgt unmittelbar

$$\mathbf{h}_M(\Phi) \approx \frac{1}{N} \mathbf{J}^{-1} \mathbf{W}^H \mathbf{h}(\Phi) = \mathbf{T}_M \cdot \mathbf{h}(\Phi). \quad (\text{D.26})$$

Durch den Einfall einer Welle aus der Richtung  $\Phi_0$  entsteht im rauschfreien Fall der Signalvektor  $\mathbf{x}(t) = s(t)\mathbf{h}(\Phi_0)$ . Die Multiplikation dieses Vektors mit der Transformationsmatrix

$$\mathbf{T}_M = \frac{1}{N} \mathbf{J}^{-1} \mathbf{W}^H \quad (\text{D.27})$$

erzeugt dann den modifizierten Signalvektor

$$\mathbf{x}_M(t) = \mathbf{T}_M \cdot \mathbf{x}(t) \approx s(t)\mathbf{h}_M(\Phi_0) = s(t) \cdot [e^{-jM\Phi_0}, \dots, e^{jM\Phi_0}]^T, \quad (\text{D.28})$$

der in guter Näherung proportional zum Vektor  $\mathbf{h}_M$  mit der gewünschten VANDERMONDE-Struktur ist. Sind also die gestellten Anforderungen an die Abtastung der Kreisapertur durch die Anordnung der entsprechenden Antennenelemente erfüllt, bietet diese Transformation die Möglichkeit zur Erzeugung der gewünschten Ordnung innerhalb des Signalvektors.

# Anhang E

## Ersatzschaltbild für MS-Diskontinuität

Für den Entwurf der Untergruppe aus seriell gespeisten Mikrostreifenleitungsstrahlern in Kapitel 6 wird das erweiterte Leitungsersatzschaltbild in Bild 6.4 verwendet. Die zur Berechnung der zugehörigen Bauelementwerte benötigten Zusammenhänge sind nachfolgend zusammengestellt.

Die effektive relative Permittivität einer Mikrostreifenleitung ist nach [93]

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-ab}, \quad (\text{E.1})$$

mit den Abkürzungen

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left( \frac{u^4 + (u/52)^2}{u^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \ln \left( 1 + \left( \frac{u}{18.1} \right)^3 \right), \quad (\text{E.2})$$

$$b = 0.564 \left( \frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 0.3} \right)^{0.053} \quad (\text{E.3})$$

und dem Verhältnis von der Breite des Mikrostreifenleiters  $w$  und der Dicke des verwendeten Substrates  $h$

$$u = \frac{w}{h}. \quad (\text{E.4})$$

Weiterhin ist der Wellenwiderstand einer Mikrostreifenleitung mit einer unendlich dünn angenommenen Metallisierung nach [93]

$$Z_L = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \ln \left( \frac{F_1}{u} + \sqrt{1 + \frac{4}{u^2}} \right). \quad (\text{E.5})$$

Darin ist  $\eta_0 = 120\pi\Omega$  die Freiraumimpedanz und

$$F_1 = 6 + (2\pi - 6)e^{-(30.666/u)^{0.7528}}. \quad (\text{E.6})$$

Die in Bild 6.4 verwendete Streukapazität  $C$  und die damit verknüpfte effektive Verlängerung  $\Delta l$  entsprechen denen einer leerlaufenden Mikrostreifenleitung und sind nach [109] durch

$$C = \frac{\Delta l \sqrt{\epsilon_{r,eff}}}{Z_P c_0} \quad \text{und} \quad (E.7)$$

$$\Delta l = h \cdot 0.412 \cdot \frac{\epsilon_{r,eff} + 0.3}{\epsilon_{r,eff} - 0.258} \cdot \frac{u + 0.262}{u + 0.813} \quad (E.8)$$

anzugeben. Dabei ist  $u$  wieder das Verhältnis aus Leiterbreite  $w$  und Substrathöhe  $h$ .

Zur Beschreibung des ebenfalls in der Ersatzschaltung in Bild 6.4 verwendeten Strahlungsleitwertes wird ein Ausdruck für den Strahlungswiderstand eines Patches aus [93] verwendet:

$$R_r = \frac{\epsilon_{r,eff}}{F_2} \frac{Z_L^2}{120\Omega}. \quad (E.9)$$

Darin ist  $Z_L$  die Impedanz der Mikrostreifenleitung und

$$F_2 = (k_0 h)^2 \left( 0.53 - 0.03795 \left( \frac{k_0 w}{2} \right)^2 - 0.03553 \frac{1}{\epsilon_{r,eff}} \right). \quad (E.10)$$

Für  $\epsilon_{r,eff} \leq 5$  und  $h \leq 0.03\lambda_0$  liefert diese Gleichung Ergebnisse mit einem Fehler kleiner 10%. Daraus wird dann der Strahlungsleitwert berechnet, der entsprechend dem Ersatzschaltbild bei Resonanz aus dem doppelten Strahlungswiderstand folgt:

$$G = \frac{1}{2R_r}. \quad (E.11)$$

Die im vorliegenden Fall betrachtete Diskontinuität der Mikrostreifenleitungen besteht im Wesentlichen aus einer abrupten Änderung der Streifenleitungsbreite von  $w_1$  auf  $w_2$ , wobei sich die Eigenschaften des Substrates nicht verändern. In [109] ist dazu ein Ersatzschaltbild angegeben, welches sowohl die durch die Randfelder bedingte Streukapazität als auch zusätzliche Längsinduktivitäten berücksichtigt, die Abstrahlung jedoch vernachlässigt. Ein analytischer Ausdruck für die gesuchten Werte der Induktivitäten aus dem Ersatzschaltbild ist wiederum in [93] angegeben. Die gesamte Induktivität an der Diskontinuität ist demnach:

$$L_S = 1 \frac{nH}{m} \cdot h \left( 40.5 \left( \frac{w_1}{w_2} - 1 \right) - 75 \lg \left( \frac{w_1}{w_2} \right) + 0.2 \left( \frac{w_1}{w_2} - 1 \right)^2 \right). \quad (E.12)$$

Streng genommen ist dieser Ausdruck für den Bereich  $\frac{w_1}{w_2} \leq 5$  anwendbar. Die Auswertung für den Fall der Patchantennen zeigt jedoch, dass die Verwendung durchaus vernünftige Werte liefert. Die Verteilung auf die Teilinduktivitäten  $L_1$  und  $L_2$  in Bild 6.4 erfolgt proportional zum Induktivitätsbelag der Leitung, der grundsätzlich aus dem Produkt von Leitungsimpedanz  $Z_L$  und Ausbreitungskonstante  $\beta$

$$Z_L \cdot \beta = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \cdot \omega \sqrt{L'C'} = \omega L' \quad (\text{E.13})$$

zu berechnen ist. Unter Verwendung von

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_{r,eff}}}{\lambda_0} \quad (\text{E.14})$$

folgt der Induktivitätsbelag einer Mikrostreifenleitung zu

$$L' = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_{r,eff}}}{\lambda_0} \frac{Z_L}{\omega} = \frac{Z_L\sqrt{\epsilon_{r,eff}}}{f\lambda_0} = \frac{Z_L\sqrt{\epsilon_{r,eff}}}{c_0}. \quad (\text{E.15})$$

Die Berechnung der entsprechenden Induktivitätsbeläge für die Leitungen der Breite  $w_1$  und  $w_2$  an der Diskontinuität aus den zugehörigen Leiterimpedanzen und effektiven Permittivitäten führt schließlich auf die gesuchten Teilinduktivitäten:

$$L_1 = \frac{L'_1}{L'_1 + L'_2} \cdot L_S, \quad (\text{E.16})$$

$$L_2 = \frac{L'_2}{L'_1 + L'_2} \cdot L_S. \quad (\text{E.17})$$





# Literaturverzeichnis

- [1] H. Schmundt, "Lebenslang Telefon für 999 Dollar," *Der Spiegel*, Vol. 55, 13. Dezember 2004.
- [2] M. Schneider, "Smart Antennas and their Relevance for Car Radar Sensors," in *Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium IMS 2002*, (Seattle, Washington, USA), 2. - 7. Juni 2002.
- [3] T. S. Rappaport, *Smart Antennas - Adaptive Arrays, Algorithms, and Wireless Position Location*. Piscataway, NJ, USA: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1998. ISBN 0-7803-4800-1.
- [4] H. Krim and M. Viberg, "Two Decades of Array Signal Processing Research," *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol. 13, Nr. 4, S. 67–94, 1996.
- [5] J. Litva and T. K.-Y. Lo, *Digital Beamforming in Wireless Communications*. Boston - London: Artech House, Inc., 1996. ISBN 0-89006-712-0.
- [6] C. A. Balanis, *Antenna theory analysis and design*. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1997. ISBN 0-471-59268-4.
- [7] G. A. Deschamps, "Geometrical representation of the polarization of a plane electromagnetic wave," *Proceedings of the IRE*, Vol. 39, Nr. 6, S. 540–544, Mai 1951.
- [8] H. Dey, *Theoretische und experimentelle Untersuchung adaptiver Antennen*. Dissertation, Technische Hochschule Darmstadt, Darmstadt, 1993. Darmstädter Dissertation D17.
- [9] M. Bühren, M. Pesavento, and J. F. Böhme, "A new Approach to Array Interpolation by Generation of Artificial Shift Invariances: Interpolated ESPRIT," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing ICASSP-2003*, Vol. 5, Vol. 5, (Hong Kong, China), S. 205–208, April 2003.
- [10] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design, 2nd ed.* New York: John Wiley & Sons, Inc., 1998. ISBN 0-471-02590-9.

- [11] C. L. Dolph, "A Current Distribution for Broadside Arrays Which Optimizes the Relationship Between Beamwidth and Sidelobe Level," *Proceedings of the IRE*, Vol. 34, Nr. 6, S. 335–345, Juni 1946.
- [12] T. T. Taylor, "Design of Line Source Antennas for Narrow Beamwidth and Low Sidelobes," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 3, Nr. 1, S. 16–28, Januar 1955.
- [13] T. T. Taylor, "Design of Circular Apertures for Narrow Beamwidth and Low Sidelobes," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 8, Nr. 1, S. 17–22, Januar 1960.
- [14] P. M. Woodward, "A method of calculating the field over a plane aperture required to produce a given polar diagram," *Journal IEE, Part IIIA*, Vol. 93, S. 1554–1558, 1947.
- [15] A. Chakraborty, B. N. Das, and G. S. Sanyal, "Beam shaping using nonlinear phase distribution in a uniformly spaced array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 30, Nr. 5, S. 1031–1034, September 1982.
- [16] R. S. Elliott and G. J. Stern, "A new technique for shaped beam synthesis of equispaced arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 32, Nr. 10, S. 1129–1133, Oktober 1984.
- [17] I. Chiba, K. Hariu, S. Sato, and S. Mano, "A projection method providing low sidelobe pattern in conformal array antennas," in *Antennas and Propagation Society International Symposium 1989 AP-S Digest Vol. 1*, (San José, California, USA), S. 130–133, 26.-30. Juni 1989.
- [18] N. Kojima, K. Hariu, and I. Chiba, "Low sidelobe pattern synthesis using projection method with mutual coupling compensation," in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology 2003*, (Boston, MA, USA), S. 559–564, 14.-17. Oktober 2003.
- [19] P. Knott, *Antennenmodellierung mit Diagrammsynthese von konformen Gruppenantennen*. Dissertation, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, Aachen, 2002. [http://sylvester.bth.rwth-aachen.de/dissertationen/2002/146/02\\_146.pdf](http://sylvester.bth.rwth-aachen.de/dissertationen/2002/146/02_146.pdf).
- [20] E. C. DuFort, "Pattern synthesis based on adaptive array theory," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 37, Nr. 8, S. 1011–1018, August 1989.
- [21] C.-Y. Tseng and L. J. Griffiths, "A simple algorithm to achieve desired patterns for arbitrary arrays," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 40, Nr. 11, S. 2737–2746, 1992.

- [22] P. Darwood, P. Fletcher, and G. Hilton, "Pattern synthesis in small phased arrays using adaptive array theory," *Electronics Letters Issue 4*, Vol. 33, Nr. 4, S. 254–255, Februar 1997.
- [23] H. D. Lüke, *Signalübertragung*. Berlin: Springer-Verlag, 1995. ISBN 3-540-58753-5.
- [24] Y. Karasawa, "Interactive Studies on Antennas, Propagation and Systems in Wide-band Mobile Communications," in *Milenium Conference on Antennas and Propagation 2000, Paper #0644*, (Davos, Schweiz), 9.-14. April 2000.
- [25] K. David and T. Benkner, *Digitale Mobilfunksysteme*. Stuttgart: B. G. Teubner, 1996. ISBN 3-519-06181-3.
- [26] H. Klausning and W. Holpp, *Radar mit realer und synthetischer Apertur*. München, Deutschland: Oldenbourg Wissenschaftsverlag GmbH, 2000. ISBN 3-486-23475-7.
- [27] H. Rohling, A. Hoess, U. Luebbert, and M. Schiementz, "Multistatic Radar Principles for Automotive RadarNet Applications," in *Proceedings 2002 German Radar Symposium*, (Bonn, Deutschland), S. 181–185, 3.–5. September 2002.
- [28] S. K. Koul and B. Bhat, *Microwave and Millimeter Wave Phase Shifters, Volume I, Dielectric and Ferrite Phase Shifters*. Norwood, MA, USA: Artech House, Inc., 1991.
- [29] S. K. Koul and B. Bhat, *Microwave and Millimeter Wave Phase Shifters, Volume II, Semiconductor and Delay Line Phase Shifters*. Norwood, MA, USA: Artech House, Inc., 1991.
- [30] C. Weil, *Passiv steuerbare Mikrowellenphasenschieber auf der Basis nichtlinearer Dielektrika*. Dissertation, Technische Universität Darmstadt, Darmstadt, 2003. Shaker Verlag-Aachen, ISBN 3-8322-2119-0.
- [31] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*. Norwood, MA, USA: Artech House, 1994. ISBN 0-89006-502-0.
- [32] R. C. Hansen, *Phased Array Antennas*. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1998. ISBN 0-471-53076-X.
- [33] E. Brookner, *Practical Phased Array Antenna Systems*. Lexington, CA: Lex Book, 1991.
- [34] W. Rotman and R. F. Turner, "Wide-Angle Microwave Lens for Line Source Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 11, Nr. 6, S. 623–632, November 1963.
- [35] L. Musa and M. Smith, "Microstrip port design and sidewall absorption for printed Rotman lenses," *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 136, Nr. 1, S. 53–58, Februar 1998.

- [36] J. Hilsebecher, G. Kühnle, and H. Olbrich, "Weitsichtig: Long-Range-Radar-Sensor für Fahrerassistenz-Systeme," *Elektronik Automotive*, Nr. 6/2004, S. 58–62, 2004.
- [37] S. Tokoro, K. Kuroda, A. Kawakubo, K. Fujita, and H. Fujinami, "Electronically scanned millimeter-wave radar for pre-crash safety and adaptive cruise control system," in *Proceedings of the IEEE Intelligent Vehicles Symposium (IEEE IV) 2003*, (Columbus, Ohio, USA), S. 304–309, 9.-11. Juni 2003.
- [38] K. Pensel, *Signalverarbeitung für Mobilfunksysteme mit intelligenten Antennen*. Dissertation, Technische Universität München, München, 1999. Shaker Verlag-Aachen, ISBN 3-8265-4914-7.
- [39] U. Martin, *Beiträge zum Entwurf von Meßgeräten und zur Echoschätzung*. Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen-Nürnberg, 1994. Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme Nr. 88, Hrsg. Prof. Dr. H.W. Schüßler, Lehrstuhl für Nachrichtentechnik.
- [40] J. G. Proakis and M. Salehi, *Grundlagen der Kommunikationstechnik*, 2. Aufl. München: Pearson Studium, 2004. ISBN 3-8273-7064-7.
- [41] P. Stoica and A. Nehorai, "MUSIC, Maximum Likelihood, and Cramér-Rao Bound," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Vol. 37, Nr. 5, S. 720–741, Mai 1989.
- [42] R. O. Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 34, Nr. 3, S. 276–280, März 1986.
- [43] B. D. Rao and K. V. S. Hari, "Performance analysis of Root-Music," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Vol. 37, Nr. 12, S. 1939–1949, Dezember 1989.
- [44] R. Roy and T. Kailath, "ESPRIT - Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Vol. 37, Nr. 7, S. 984–995, Juli 1989.
- [45] S. M. Kay, *Modern Spectral Estimation: Theory and Application*. Engle Wood Cliffs, NJ, USA: Prentice Hall, 1988. ISBN 0-13-598582-X.
- [46] H. Wang, K. J. R. Liu, and H. Anderson, "On the Spatial Separation Potential of a Uniform Linear Antenna Array," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing ICASSP-94*, Vol. 4, (Adelaide, Australien), S. 509–512, 19.-22. April 1994.
- [47] T.-J. Shan, M. Wax, and T. Kailath, "On Spatial Smoothing for Direction-of-Arrival Estimation of Coherent Signals," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Vol. 33, Nr. 4, S. 806–811, August 1985.

- 
- [48] S. U. Pillai and B. Kwon, "Forward/backward spatial smoothing techniques for coherent signal identification," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Vol. 37, Nr. 1, S. 8–15, Januar 1989.
  - [49] Y.-H. Choi, "On Conditions for the Rank Restoration in Forward/Backward Spatial Smoothing," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 50, Nr. 11, S. 2900–2901, 2002.
  - [50] A. S. C. of the IEEE APS, *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas - IEEE Std 145-1993*. New York, USA: The Institute of Electrical and Electronical Engineers Inc., 1993. ISBN 1-55937-317-2.
  - [51] S. P. Applebaum, "Adaptive Arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 24, Nr. 9, S. 585–598, September 1976.
  - [52] D. K. Cheng and F. I. Tseng, "Gain optimization for arbitrary antenna arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 13, Nr. 6, S. 973–974, November 1965.
  - [53] Y. T. Lo, S. W. Lee, and Q. H. Lee, "Optimization of Directivity and Signal-to-Noise Ratio of an Arbitrary Antenna Array," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 54, Nr. 8, S. 1033–1045, August 1966.
  - [54] Bronstein, Semendjajew, Musiol, and Mühlig, *Taschenbuch der Mathematik*. Frankfurt am Main: Verlag Harri Deutsch, Thun, 1995.
  - [55] A. Manikas and C. Proukakis, "Modeling and Estimating of Ambiguities in Linear Arrays," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 46, Nr. 8, S. 2166–2179, 1998.
  - [56] A. Manikas, H. R. Karimi, and I. Dacos, "Study of the Detection and Resolution Capabilities of One-Dimensional Array of Sensors by using Differential Geometry," *IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation*, Vol. 141, Nr. 2, S. 83–92, April 1994.
  - [57] H. R. Karimi and A. Manikas, "Manifold of a planar array and its effects on the accuracy of direction-finding systems," *IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation*, Vol. 143, Nr. 6, S. 349–357, Dezember 1996.
  - [58] A. Manikas, A. Alexiou, and H. R. Karimi, "Comparison of the Ultimate Direction-finding Capabilities of a number of Planar Array Geometries," *IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation*, Vol. 144, Nr. 6, S. 321–329, Dezember 1997.
  - [59] A. Manikas, A. Sleiman, and I. Dacos, "Manifold Studies of Nonlinear Antenna Array Geometries," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 49, Nr. 3, S. 497–506, 2001.

- [60] A. Sleiman and A. Manikas, "The Impact of Sensor Positioning on the Array Manifold," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, Nr. 9, S. 2227–2237, 2003.
- [61] E. Hänsler, *Statistische Signale, Grundlagen und Anwendungen*. Berlin: Springer-Verlag, 1997. ISBN 3-540-61816-3.
- [62] D. Laugwitz, *Ingenieur-Mathematik IV*. Mannheim: Bibliographisches Institut AG, 1967. Band 62/62a.
- [63] D. Laugwitz, *Differentialgeometrie 2. Auflage*. Stuttgart: B.G. Teubner Verlagsgesellschaft mbH, 1968. Verlagsnummer 2215.
- [64] A. B. Gershman and J. F. Böhme, "A Note on Most Favorable Array Geometries for DOA Estimation and Array Interpolation," *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 4, Nr. 8, S. 232–235, August 1997.
- [65] C. Chambers, T. C. Tozer, K. C. Sharman, and T. Durrani, "Temporal and spatial sampling influence on the estimates of superimposed narrowband signals: when less can mean more," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 44, Nr. 12, S. 3085 – 3098, 1996.
- [66] B. Friedlander and A. J. Weiss, "Direction Finding in the Presence of Mutual Coupling," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 39, Nr. 3, S. 273–284, März 1991.
- [67] L. Kühnke, *Realisierung und Kalibrierung aktiver Antennensysteme mit digitaler Strahlformung*. Dissertation, Universität Hannover, Hannover, 2001. <http://edok01.tib.uni-hannover.de/edoks/e01dh01/33777868Xl.pdf>.
- [68] D. M. Pozar, "A Relation Between the Active Input Impedance and the Active Element Pattern of a Phased Array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, Nr. 9, S. 2486–2489, September 2003.
- [69] D. M. Pozar, "The Active Element Pattern," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 42, Nr. 8, S. 1176–1178, August 1994.
- [70] O. Zinke and H. Brunswig, *Hochfrequenztechnik I/II*. Berlin: Springer-Verlag, 1995. ISBN 3-540-58070-0.
- [71] D. F. Kelley and W. L. Stutzman, "Array Antenna Pattern Modeling Methods That Include Mutual Coupling Effects," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 41, Nr. 12, S. 1625–1632, Dezember 1993.
- [72] D. M. Pozar and D. H. Schaubert, "Scan Blindness in Infinite Phased Array of Printed Dipoles," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 32, Nr. 6, S. 602–610, Juni 1984.

- [73] Rogers Corporation - Advanced Circuit Materials, Chandler, Arizona, USA, *RT/duroid 5870/5880 High Frequency Laminats*.
- [74] S. Weigand, G. H. Huff, K. Pan, and J. T. Bernhard, "Analysis and design of broadband single-layer rectangular U-slot microstrip patch antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, S. 457–468, März 2003.
- [75] T. Brauner, *Active Antenna Radio Frontends for Multiple Antenna Communication Systems*. Dissertation, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, Zürich, 2004. Diss. ETH No. 15642.
- [76] P. Knott and T. Bertuch, "Design and Development of a Radar Demonstrator with Conformal Antenna Array," in *Proceedings of the 4th European Workshop on Conformal Antennas EWCA2005*, (Stockholm, Schweden), S. 97–100, 23.-24. Mai 2005.
- [77] H. M. Aumann, A. J. Fenn, and F. G. Willwerth, "Phased array antenna calibration and pattern prediction using mutual coupling measurements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 37, Nr. 7, S. 844–850, Juli 1989.
- [78] H. Steyskal and J. S. Herd, "Mutual coupling compensation in small array antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 38, Nr. 12, S. 1971–1975, Dezember 1990.
- [79] P. Darwood, P. N. Fletcher, and G. S. Hilton, "Mutual coupling compensation in small planar array antennas," *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 145, Nr. 1, S. 1–6, Februar 1998.
- [80] H. M. Aumann and F. G. Willwerth, "Phased array calibrations using measured element patterns," in *Antennas and Propagation Society International Symposium 1995 AP-S Digest Vol. 2*, (Newport Beach, CA, USA), S. 918–921, 18.-23. Juni 1995.
- [81] B. Friedlander, "Direction Finding Using an Interpolated Array," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing ICASSP-90, Vol. 5*, (Albuquerque, New Mexico, USA), S. 2951–2954, 3.-6. April 1990.
- [82] J. Pierre and M. Kaveh, "Experimental Performance of Calibration and Direction-Finding Algorithms," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing ICASSP-91, Vol. 2*, (Toronto, Canada), S. 1365–1368, 14.-17. Mai 1991.
- [83] C. See, "Sensor Array Calibration in the Presence of Mutual Coupling and Unknown Sensor Gains and Phases," *Electronics Letters Issue 5*, Vol. 30, Nr. 5, S. 373–374, März 1994.
- [84] P. Hyberg, M. Jansson, and B. Ottersten, "Array Interpolation and Bias Reduction," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 52, Nr. 10, S. 2711–2720, 2004.

- [85] P. Hyberg, M. Jansson, and B. Ottersten, "Array Interpolation and DOA MSE Reduction," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 53, Nr. 12, S. 4464–4471, 2005.
- [86] I. J. Gupta, J. R. Baxter, S. W. Ellingson, H.-G. Park, H. S. Oh, and M. G. Kyeong, "An experimental study of antenna array calibration," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, Nr. 3, S. 664–667, 2003.
- [87] I. Gaspard, *Bitfehlerhäufigkeit und Optimierung des DVB-T-Systems für hochmobile Teilnehmer*. Dissertation, Technische Universität Darmstadt, Darmstadt, 2003. <http://elib.tu-darmstadt.de/diss/000322>.
- [88] I. Gaspard and S. Ritscher, "A WSSUS Based MIMO Channel Model and its Parameterization from Channel Sounder Measurements," in *Proceedings of the Wireless 2001 Conference*, (Calgary, Alberta, Kanada), 9.-11. Juli 2001.
- [89] U. Martin, "A Directional Radio Channel Model for Densely Built-Up Urban Areas," in *Proceedings of the Second European Personal Mobile Communications Conference EPMCC '97, ITG Fachbericht 145*, (Bonn, Deutschland), S. 237–244, 30. September - 2. Oktober 1997. ISBN 3-8007-2307-7.
- [90] M. Wax and J. Sheinvald, "Direction Finding of Coherent Signals via Spatial Smoothing for Uniform Circular Arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 42, Nr. 5, S. 613–620, Mai 1994.
- [91] S. Bug, C. Wengerter, I. Gaspard, and R. Jakoby, "WSSUS-Channel Models for Broadband Mobile Communication Systems," in *Proceedings International Conference on Vehicular Technology (VTC2002) Vol. 2*, (Birmingham, Alabama, USA), S. 894–898, 6.–9. Mai 2002.
- [92] H. Wilden and J. Ender, "The Crow's Nest Antenna - Experimental Results," in *Record of the IEEE 1990 International Radar Conference*, (Arlington, Virginia, USA), S. 280–285, 7.-10. Mai 1990.
- [93] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Boston - London: Artech House, Inc., 2001. ISBN 0-89006-513-6.
- [94] J.-F. Zürcher and F. E. Gardiol, *Broadband Patch Antennas*. Norwood: Artech House, Inc., 1995.
- [95] P. Bhartia, K. Rao, and R. Tomar, *Millimeter-wave microstrip and printed circuit antennas*. Norwood, MA, USA: Artech House, Inc., 1991.
- [96] J. James and P. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas Vol. 1&2 IEE-Series*. Berlin: Peter Peregrinus Ltd, 1989.
- [97] I. J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip Antennas*. Norwood: Artech House, Inc., 1980.



- [98] M. Thiel, *Die Analyse von zylinderkonformen und quasi-zylinderkonformen Antennen in Streifenleitungstechnik*. Dissertation, Technische Universität München, München, 2002. DLR Forschungsbericht 2002-25, ISSN 1434-8454.
- [99] I. D. King and G. J. Ball, "Analysis of Mutual Coupling between Antenna Elements on Surfaces of Revolution," in *Proceedings of the 3rd European Workshop on Conformal Antennas EWCA2003*, (Bonn, Deutschland), S. 21–24, 22.–23. Oktober 2003.
- [100] Z. Sipus, N. Burum, and J. Bartolic, "Theoretical and Experimental Study of Spherical Rectangular Microstrip Patch Arrays," in *Proceedings of the 3rd European Workshop on Conformal Antennas EWCA2003*, (Bonn, Deutschland), S. 69–72, 22.–23. Oktober 2003.
- [101] A. J. M. Polegre, A. G. Roederer, G. A. E. Crone, and P. J. I. de Maagt, "Applications of Conformal Array Antennas in Space Missions," in *Proceedings of the 2nd European Workshop on Conformal Antennas EWCA2001*, (Den Haag, Niederlande), 24.–25. April 2001.
- [102] F. Pivit, D. Löffler, W. Wiesbeck, M. Bötcher, and M. Eube, "Patch Array Design for an Active Low Cost Steerable Antenna for Multimedia Satellite Communication," in *Proceedings of the 3rd European Workshop on Conformal Antennas EWCA2003*, (Bonn, Deutschland), S. 87–90, 22.–23. Oktober 2003.
- [103] N. Herscovici, Z. Sipus, P. S. Kildal, and S. Raffaelli, "Excitations Maximizing the Directivity of Conformal Arrays on Circular Cylinders," in *Proceedings of the 2nd European Workshop on Conformal Antennas EWCA2001*, (Den Haag, Niederlande), 24.–25. April 2001.
- [104] S. Raffaelli and M. Johansson, "Cylindrical Array Antenna Demonstrator: Simultaneous Pencil and Omnidirectional Beams," in *Proceedings of the 4th European Workshop on Conformal Antennas EWCA2005*, (Stockholm, Schweden), S. 93–96, 23.–24. Mai 2005.
- [105] W. Chujo, Y. Konishi, Y. Ohtaki, and K. Yasukawa, "Performance of a Spherical Array Antenna Fabricated by Vacuum Forming Technique," in *Proceedings of the 20th European Microwave Conference*, (Budapest, Ungarn), S. 1511–1516, September 1990.
- [106] A. G. Derneryd, "Linearly Polarized Microstrip Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 24, S. 846–851, November 1976.
- [107] T. Metzler, "Microstrip Series Arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 29, S. 174–178, Januar 1981.
- [108] B. B. Jones, F. Y. M. Chow, and A. W. Seeto, "The Synthesis of Shaped Patterns with Series-Fed Microstrip Patch Arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 30, S. 1206–1212, November 1982.

- [109] R. K. Hoffmann, *Integrierte Mikrowellenschaltungen*. Berlin: Springer-Verlag, 1983.
- [110] M. Pesavento, A. B. Gershman, and Z.-Q. Luo, "Robust Array Interpolation Using Second-Order Cone Programming," *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 9, Nr. 1, S. 8–11, Januar 2002.
- [111] J. Wenger, "Micro-Technologies and their Impact on Automotive Radar," in *Proceedings of the 2<sup>nd</sup> VDE World Microtechnologies Congress MICRO.tec 2003*, (München, Deutschland), S. 347–351, 13.-15. Oktober 2003.
- [112] N. Serinken, M. Jorgenson, K. Moreland, S. Chow, and T. Willink, "Polarization Diversity in High Frequency Radio Data Systems," *Electronics Letters Issue 19*, Vol. 32, Nr. 19, S. 1824–1826, September 1996.
- [113] K. Gosalia and G. Lazzi, "Reduced Size, Dual Polarized Microstrip Patch Antenna for Wireless Communication," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, Nr. 9, S. 2182–2186, 2003.
- [114] K. Hettak and G.Y.Delisle, "Smart Antenna for Capacity Enhancement in Indoor Wireless Communications at Millimeter Waves," in *Proceedings International Conference on Vehicular Technology (VTC2000) Vol. 3*, (Tokyo, Japan), S. 2152–2156, 15.-18. Mai 2000.
- [115] A. Abbaspour-Tamijani and K. Sarabandi, "An Affordable Millimeter-Wave Beam-Steerable Antenna Using Interleaved Planar Subarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, Nr. 9, S. 2193–2202, 2003.
- [116] H.Yagi, "Beam Transmission of Ultra-Short Waves," *Proceedings of the IRE*, Vol. 16, Nr. 6, S. 715–741, Juni 1928.
- [117] Y. Qian, W. R. Deal, N. Kaneda, and T. Itoh, "Microstrip-fed quasi-Yagi antenna with broadband characteristics," *Electronics Letters Issue 23*, Vol. 34, Nr. 23, S. 2194–2196, November 1998.
- [118] S. Helbing, F. Alimenti, M. Cryan, P. Mezzanotte, L. Roselli, and R. Sorrentino, "Improved balanced crossed dipole quasi-optical frequency doubler," in *2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest Vol. 3*, (Boston, MA, USA), S. 1941–1944, 11-16 Juni 2000.
- [119] Rogers Corporation - Advanced Circuit Materials, Chandler, Arizona, USA, *RO3000 Series High Frequency Circuit Materials*.
- [120] N. V. Venkatarayalu and T. Ray, "Optimum Design of Yagi-Uda Antennas Using Computational Intelligence," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, Nr. 7, S. 1811–1818, 2004.

- [121] J. Li and J. R. T. Campton, "Angle and Polarization Estimation Using ESPRIT with a Polarization Sensitive Array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 39, Nr. 9, S. 1376–1383, September 1991.
- [122] B. Lindmark, "Comparison of Mutual Coupling Compensation to Dummy Columns in Adaptive Antenna Systems," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, Nr. 4, S. 1332–1336, April 2004.
- [123] M/A-COM Inc., Lowell, Massachusetts, USA, *M77 M77C Double Balanced Mixer*.
- [124] H. Häberle, *Fachkunde Radio-, Fernseh- und Funkelektronik*. Haan-Gruiten: Europa-Lehrmittel, Nourney, Vollmer GmbH & Co. KG, 1986. ISBN 3-8085-3251-3.
- [125] National Instruments Corporation, Austin, Texas, USA, *Handbuch Multifunktions-Datenerfassungsmodul PCI-6071E*.
- [126] Analog Devices Inc., Norwood, MA, USA, *Datenblatt VGA AD 603*.
- [127] EPCOS AG, München, Deutschland, *Datenblatt Basisstations Bandpassfilter B3625*.
- [128] Maxim Integrated Products, Inc., Sunnyvale, CA, USA, *Datenblatt IQ-Demodulator MAX 2451*.
- [129] Maxim Integrated Products, Inc., Sunnyvale, CA, USA, *Datenblatt VCO MAX 2606*.
- [130] Maxim Integrated Products, Inc., Sunnyvale, CA, USA, *Datenblatt OpAmp MAX 4305*.
- [131] M/A-COM Inc., Lowell, Massachusetts, USA, *DSS313 Power Divider*.
- [132] R. J. F. Guertler, "Isotropic transmission-line antenna and its torpid-pattern modification," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 25, Nr. 5, S. 386–392, Mai 1977.
- [133] K. Rothammel, *Rothammels Antennenbuch*. Baunatal: DARC Verlag GmbH, 2001. 12. Auflage, ISBN 3-88692-033-X.
- [134] D. E. N. Davies, *The Handbook of Antenna Design (A. W. Rudge et al.), Chapter 12*. London, UK: Peter Peregrinus Ltd., 1983. ISBN 0-906048-87-7.
- [135] C. P. Mathews and M. D. Zoltowski, "Eigenstructure Techniques for 2-D Angle Estimation with Uniform Circular Arrays," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 42, Nr. 9, S. 2395–2407, 1994.



# Eigene Veröffentlichungen

- [136] **Jens Freese**, H.-L. Blöcher, J. Wenger, and R. Jakoby, “Microstrip Patch Arrays for a Millimeter-Wave Near Range Radar Sensor,” in *Proceedings of the German Radar Symposium GRS 2000*, (Berlin, Deutschland), S. 149–153, 11.-12. Oktober 2000.
- [137] **Jens Freese**, H.-L. Blöcher, J. Wenger, and R. Jakoby, “Synthesis of Microstrip Series-Fed Patch Arrays for 77GHz-Sensor Applications,” in *Proceedings of the Asia Pacific Microwave Conference AMPC 2000*, (Sydney, Australien), S. 29–33, 3.-6. Dezember 2000.
- [138] G. Bauer, **Jens Freese**, and R. Jakoby, “Single-Cell Coverage Prediction of LMDS including Passive Reflectors,” in *Proceedings of the Eleventh International Conference on Antennas and Propagation ICAP 2001*, (Manchester, UK), S. 691–695, 17.-20. April 2001.
- [139] G. Bauer, **Jens Freese**, and R. Jakoby, “Radio wave propagation and single-cell coverage prediction of broadband radio access systems including passive reflectors,” *Journal of Telecommunications and Information Technology*, Vol. 2, S. 21–30, Januar 2001. ISSN 1509-4553 National Institute of Telecommunications, Warschau, Polen.
- [140] H.-L. Blöcher, P. Braun, **Jens Freese** Michael Stotz, and J. Wenger, “Design and Realization of Planar Fixed Beam Patch Array Antennas for Millimeterwave Automotive Applications,” in *Proceedings of the 3rd Int. Workshop on Commercial Radio Sensors and Communication Techniques CR SCT 2001*, (Linz, Österreich), 23. August 2001. ISBN 3-85487-276-3.
- [141] J. L. M. Terrés, I. Gaspard, **Jens Freese**, and R. Jakoby, “Calibration and Direction of Arrival Estimation with a Uniform Circular Array for Mobile Radio Channel,” in *Kleinheubacher Tagung 2001 - Kleinheubacher Berichte*, (Kleinheubach, Deutschland), S. 148–151, 24.–28. September 2001.
- [142] J. L. M. Terrés, I. Gaspard, **Jens Freese**, and R. Jakoby, “Calibration and Direction of Arrival Estimation with a Uniform Circular Array for Mobile Radio Channel,” in *Proceedings International Conference on Vehicular Technology (VTC2002) Vol. 2*, (Birmingham, Alabama, USA), S. 560–564, 6.–9. Mai 2002.

- [143] M. Tong, M. Schüßler, S. Müller, V. Krozer, **Jens Freese**, and R. Jakoby, "Analysis of Photonic Band-Gap (PBG) Structure using Finite Difference Time Domain (FDTD) Algorithm," in *Proceedings of the 2002 European Microwave Conference*, (Mailand, Italien), S. 515–518, 24.–28. September 2002.
- [144] **Jens Freese**, M. Schüßler, and R. Jakoby, "Beam Shifting Capabilities of a Half-Cylindrical Microstrip Array on a Planar Reflector," in *Proceedings of the German Radar Symposium GRS 2002*, (Bonn, Deutschland), S. 553–557, 3.-5. September 2002.
- [145] **Jens Freese**, M. Schüßler, and R. Jakoby, "Semi-Circular Microstrip Array on a Planar Reflector with Extended Beam-Scanning Range," in *Proceedings of the 2003 IEEE APS/URSI Symposium on Antennas and Propagation*, (Columbus, Ohio, USA), S. 284–287, 22.-27. Juni 2003.
- [146] **Jens Freese**, D. Heckmann, M. Schüßler, and R. Jakoby, "Investigation of Different Low-Cost Array Antennas for Digital Beamforming and DOA-Estimation," in *Proceedings of the ITG-Conference on Antennas INICA 2003, ITG Fachbericht 178*, (Berlin, Deutschland), S. 327–330, 17.-19. September 2003. ISBN 3-8007-2771-4.
- [147] M. Schüßler, A. Fleckenstein, **Jens Freese**, and R. Jakoby, "Left-Handed Metamaterials based on Split Ring Resonators for Microstrip Applications," in *Proceedings of the 33rd European Microwave Conference EuMC 2003, Vol. 3*, (München, Deutschland), S. 1119–1122, 6.-10. Oktober 2003.
- [148] **Jens Freese**, M. Schüßler, and R. Jakoby, "Experimental Results for a Wide-Angle Scanning Semi-Circular Microstrip Array on a Planar Reflector," in *Proceedings of the 3rd European Workshop on Conformal Antennas EWCA2003*, (Bonn, Deutschland), S. 117–120, 22.-23. Oktober 2003.
- [149] A. Penirschke, **Jens Freese**, M. Schüßler, and R. Jakoby, "Neural Networks for Microwave Characterization of Material Samples in Rectangular Cavities," in *Proceedings of the 3rd IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology ISSPIT 2003*, (Darmstadt, Deutschland), S. 609–611, 14.-17. Dezember 2003.
- [150] R. Teminova, V. Hinrichsen, **Jens Freese**, M. Hudasch, and R. Bebensee, "Einsatz von passiven funkabfragbaren Oberflächenwellen-Sensoren zur Temperaturüberwachung von Leiterseilen," in *ETG Fachtagung Diagnostik elektrischer Betriebsmittel, ETG Fachbericht 97, ISBN 3-8007-2817-6*, (Köln, Deutschland), S. 353–358, 9.-10. März 2004.
- [151] M. Schüßler, M. Oertel, C. Fritsche, **Jens Freese**, and R. Jakoby, "Design of Periodically L-C Loaded Patch Antennas," in *Proceedings of the 27th ESA Antenna Technology Workshop on Innovative Periodic Antennas*, (Santiago de Compostela, Spanien), S. 69–73, 9.-11. März 2004.

- 
- [152] M. Schüßler, **Jens Freese**, and R. Jakoby, "Design of Compact Planar Antennas using LH-Transmission Lines," in *2004 International IEEE Microwave Symposium, Symposium Digest, Vol. 1*, (Fort Worth, Texas, USA), S. 209–212, 6.-11. Juni 2004.
- [153] **Jens Freese**, C. Müller, M. Schüßler, and R. Jakoby, "Semi-circular array antennas for DOA-estimation and beamforming," in *Proceedings of the 2004 IEEE Antennas and Propagation Society Symposium Vol. 1*, (Monterey, CA, USA), S. 415–418, 20.-25. Juni 2004.
- [154] M. Schüßler, **Jens Freese**, and R. Jakoby, "Small Microstrip Antennas Realized with Periodically L-C Loaded Transmission Lines," *Frequenz*, Vol. 58, S. 169–172, Juli/August 2004. Schiele & Schön ISSN 0016-1136.
- [155] R. Marin, M. Schüßler, **Jens Freese**, and R. Jakoby, "Compact Cross-Coupled Microstrip Bandpass Filter with Improved Stop-Band Characteristics," *Frequenz*, Vol. 58, S. 211–213, September/Okttober 2004. Schiele & Schön ISSN 0016-1136.
- [156] **Jens Freese**, M. Schneider, and R. Jakoby, "Antennas for Civil Radar Applications," in *Proceedings of the 13th International Symposium on Antennas JINA 2004, ISSN 1168-3848*, (Nizza, Frankreich), S. 512–513, 8.-10. November 2004.
- [157] **Jens Freese**, E. Feldmeier, M. Schüßler, and R. Jakoby, "Dual-polarized beam-scanning antenna using parasitic sub-arrays," *Frequenz*, Vol. 58, S. 282–288, November/Dezember 2004. Schiele & Schön ISSN 0016-1136.
- [158] M. Schüßler, C. Damm, **J. Freese**, and R. Jakoby, "Compact Antennas and Phase Shifters using Planar LH Transmission Lines," in *Proceedings of the EPFL Latsis Symposium 2005*, (Lausanne, Schweiz), 28. Februar - 2. März 2005.
- [159] A. Penirschke, M. Vossiek, P. Gulden, **J. Freese**, M. Schüßler, and R. Jakoby, "Neural Networks for Microwave Characterization of Arbitrary Shaped Material Samples in Leaky Cavities," in *Proceedings of the German Microwave Conference GeMiC 2005*, (Ulm, Deutschland), S. 33–36, 5.-7. April 2005.
- [160] R. Teminova, V. Hinrichsen, **J. Freese**, M. Hudusch, and R. Bebensee, "New Method of Temperature Measurement in High-Voltage Systems by Passive Remote SAW Sensors," in *Proceedings of the 12th SENSOR Kongress, SENSOR+TEST 2005, Volume II*, (Nürnberg, Deutschland), S. 13–18, 10.-12. Mai 2005.
- [161] M. Schüßler, C. Damm, **J. Freese**, and R. Jakoby, "Realization Concepts for Compact Microstrip Antennas with Periodically Loaded Lines," in *Proceedings of the IEEE International Microwave Symposium 2005*, (Long Beach, CA, USA), 12.-17. Juni 2005.
- [162] A. Penirschke, **J. Freese**, B. Allenberg, J. Biebel, and R. Jakoby, "Novel Integrated Coaxial Line to Cylindrical Waveguide Directive Couplers in Pipelines for Process

- Monitoring Applications,” in *Proceedings of the International Microwave Symposium 2005*, (Long Beach, CA, USA), S. 1203–1206, 12.-17. Juni 2005.
- [163] R. Teminova, V. Hinrichsen, **J. Freese**, M. Hudasch, and R. Bebensee, “New Method of Temperature Measurement in High-Voltage Systems by Passive Remote SAW Sensors,” in *Proceedings of the 14th International Symposium on High Voltage Engineering ISH2005*, (Peking, China), S. 366–370, 25.-29. August 2005.
- [164] R. Marin, A. Mössinger, **J. Freese**, S. Müller, and R. Jakoby, “Basic Investigations of 35-GHz Reflectarrays and Tunable Unit-Cells for Beamsteering Applications,” in *Proceedings of the 35th European Microwave Conference (EuMC2005)*, (Paris, Frankreich), S. 2015–2018, 4-6 Oktober 2005.
- [165] R. Teminova, V. Hinrichsen, **J. Freese**, M. Hudasch, and R. Bebensee, “New Approach to Temperature Measurement by Passive Remote Surface Acoustic Wave Sensors - Application Examples: Overhead Line Conductors and High-Voltage Disconnecter Contacts,” in *Proceedings of the EuroDoble 2005 Colloquium*, (Oslo, Norwegen), S. 117–122, 17.-19. Oktober 2005.
- [166] R. Marin, A. Mössinger, **J. Freese**, and R. Jakoby, “Characterisation of 35 GHz Tunable Reflectarray Unit Cells Using Highly Anisotropic Liquid Crystal,” in *Proceedings of the German Microwave Conference GeMiC 2006*, (Karlsruhe, Deutschland), 28.-30. März 2006.
- [167] R. Teminova, V. Hinrichsen, **J. Freese**, T. Strehl, M. Hudasch, and R. Bebensee, “New Approach to Temperature Monitoring of Overhead Transmission Lines and High-Voltage Disconnecter Contacts,” in *Proceedings of the International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis*, (Changwon, Korea), 02.-05. April 2006.
- [168] R. Marin, A. Mössinger, **J. Freese**, A. Manabe, and R. Jakoby, “Realization of 35 GHz Steerable Reflectarray Using Highly Anisotropic Liquid Crystal,” in *Proceedings of the IEEE APS/URSI Symposium on Antennas and Propagation*, (Albuquerque, NM, USA), S. 4307–4310, Juli 2006.
- [169] A. Mössinger, R. Marin, S. Müller, **J. Freese**, and R. Jakoby, “Electronically reconfigurable reflectarrays with nematic liquid crystals,” *IEE Electronics Letters*, Vol. 42, S. 899–900, August 2006.
- [170] R. Teminova, V. Hinrichsen, **J. Freese**, C. Neumann, R. Bebensee, M. Hudasch, M. Weibel, and T. Hartkopf, “New Approach to Overhead Line Conductor Temperature Measurement by Passive Remote Surface Acoustic Wave Sensors,” in *Proceedings of the CIGRÉ 2006, Report B2-304*, (Paris, Frankreich), 27. August-01. September 2006.



- [171] C. Damm, M. Schüßler, **J. Freese**, and R. Jakoby, “Artificial Line Phase Shifter with separately tunable Phase and Line Impedance,” in *Proceedings of the 36th European Microwave Conference (EuMC)*, (Manchester, UK), S. 423–426, September 2006.
- [172] R. Teminova, V. Hinrichsen, **J. Freese**, M. Hudach, R. Bebensee, and C. Neumann, “Betriebserfahrungen mit passiven funkabfragbaren OFW-Sensoren zur Messung der Temperatur von Freileitungs-Leiterseilen und Trennschalterkontakten,” in *ETG Fachtagung Diagnostik elektrischer Betriebsmittel, ETG Fachbericht 97*, (Kassel, Deutschland), 19.-20. September 2006.
- [173] M. Schüßler, C. Damm, **J. Freese**, and R. Jakoby, “Performance Evaluation of Periodically LC Loaded Small Patch Antennas,” in *Proceedings of the European Conference on Antennas and Propagation*, (Nizza, Frankreich), November 2006.
- [174] A. Mössinger, R. Marin, **J. Freese**, S. Müller, A. Manabe, and R. Jakoby, “Investigations on 77 GHz tunable reflectarray unit cells with liquid crystal,” in *Proceedings of the European Conference on Antennas and Propagation*, (Nizza, Frankreich), November 2006.
- [175] C. Damm, M. Schüßler, **J. Freese**, and R. Jakoby, “Tuneable Artificial Line for Microwave Applications,” in *Proceedings of the Young Scientist Meeting on Metamaterials 2006*, (Sevilla, Spanien), November 2006.
- [176] C. Damm, **J. Freese**, M. Schüßler, and R. Jakoby, “Electrically Controllable Artificial Transmission Line Transformer for Matching Purposes,” *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 55, Juni 2007.
- [177] C. Damm, M. Schüßler, **J. Freese**, and R. Jakoby, “Novel Impedance Matching Approach Employing the Band Gap Region of Composite Right/Left-Handed Artificial Lines,” in *Proceedings of the 37th European Microwave Conference (EuMC)*, (München, Deutschland), Oktober 2007.



# Betreute Studien- und Diplomarbeiten

- [SD1] Dirk Fasold: *Erweiterung des Versorgungsbereichs von 42 GHz MWS durch Verwendung zusätzlicher passiver Reflektoren*, St1961, 24. September 1999.
- [SD2] Stefan Müller: *Beamforming-Algorithmen für adaptive Antennen*, St1983, 16. Februar 2001.
- [SD3] George Tudosie: *Zylinderkonforme Microstrip-Antennen*, St1984, 1. Dezember 2000.
- [SD4] Steven Weigand: *Untersuchung von breitbandigen Patch-Antennen mit U-Schlitz*, University of Illinois, D1991, 11. Dezember 2000.
- [SD5] Torsten Mitze: *Untersuchung von mehrlagigen Streifenleitungsstrukturen für Speisernetzwerke planarer Antennen*, St1996, 31. August 2001.
- [SD6] José Luis Mateo Terrés: *Algorithmen zur Kalibrierung einer kreisförmigen Antennengruppe und Richtungsschätzung für Mobilfunkkanäle*, T-Nova Deutsche Telekom TZ Darmstadt, D1997, 18. April 2001,
- [SD7] Wolfgang von Storp: *Entwicklung eines zirkular polarisierten Einzelstrahlers zur Ausleuchtung eines Halbraums*, EADS Deutschland GmbH Ulm, D2002, 8. Juni 2001.
- [SD8] Stefan Müller: *Photonic-Bandgap-Strukturen zur Realisierung breitbandiger planarer Antennen*, D2006, 27. Juli 2001.
- [SD9] Nils Hahnenkamp: *Untersuchungen zu Fraktalen Antennen*, D2014, 4. Februar 2002.
- [SD10] Andreas Fleckenstein: *Entwurf einer kunststoffintegrierten planaren Antenne für den Empfang satellitenbasierter Dienste im Kraftfahrzeug*, Daimler Chrysler Forschungszentrum Ulm, St2018, 12. Juli 2002.
- [SD11] Guiseppe Galluzzo: *Leistungsmodell für den Entwurf seriell gespeister Patch-Gruppenantennen*, D2025, 17. Oktober 2002.
- [SD12] Andreas Penirschke: *Charakterisierung inhomogen gefüllter Hohlraumresonatoren mit Hilfe Neuronaler Netze*, D2032, 16. September 2002.

- [SD13] Dieter Heckmann: *Untersuchung eines Systems zur digitalen Strahlformung*, D2073, 24. Februar 2003.
- [SD14] Andreas Fleckenstein: *Grundlegende Untersuchungen der Eigenschaften von Metamaterialien*, D2043, 10. März 2003.
- [SD15] Alebel Arage Hassen: *Entwicklung und Verifikation von Möglichkeiten zur Degradationserkennung von ACC-Sensoren*, Robert Bosch GmbH Leonberg, D2045, 18. Juni 2003.
- [SD16] Martin Güllner: *Entwurf und Optimierung von Strahlerelementen für integrierte breitbandige Peilantennensysteme*, EADS Deutschland GmbH Ulm, 14. Juli 2003.
- [SD17] Rafael Keller: *Entwurf zylinderkonformer Antennen mit variabler Polarisierung*, St2052, 26. Januar 2004.
- [SD18] Radu Marin: *Entwicklung passiver planarer Hochfrequenzkomponenten in Mikrostreifenleitungstechnik*, D2053, 29. August 2003.
- [SD19] Ulrich Christian Müller: *Algorithmen zur Kalibrierung von Gruppenantennen*, St2054, 1. Oktober 2003.
- [SD20] Eike Feldmeier: *Untersuchung von Gruppenantennen mit steuerbarem Diagramm*, D2069, 10. Mai 2004.

# Lebenslauf

## **Zur Person:**

Name: Jens Freese  
Geburtsdatum/-ort: 22. Juli 1973 in Wittmund, Niedersachsen  
Staatsangehörigkeit: deutsch

## **Schul- und Berufsausbildung:**

1979 - 1983 Grundschole Leerhafe  
1983 - 1989 Orientierungsstufe und Realschulzweig der Alexander von Humboldt Schule Wittmund  
  
1989 - 1992 Ausbildung: Kommunikationselektroniker, Funktechnik, Marienarsenal Wilhelmshaven  
Facharbeiterbrief am 18.06.1992  
  
1992 - 1993 Fachoberschule Technik, Elektrotechnik, Berufsbildende Schulen II Wilhelmshaven  
Fachhochschulreife am 08.06.1993  
  
1994 - 1999 Studium Fachbereich Elektrotechnik, Schwerpunkt: Nachrichtentechnik, Universität Gesamthochschule Siegen  
Diplom am 27.09.1999

## **Wehrdienst:**

07.1993 - 06.1994 Luftwaffe

## **Berufstätigkeit:**

09.1999 - 12.2001 Stipendiat im DFG Graduiertenkolleg ISIA (GRK 53) am Institut für Hochfrequenztechnik der TUD  
  
01.2002 - 12.2006 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik der TUD  
  
seit 01.2007 Entwickler bei der Tesat-Spacecom GmbH & Co. KG, Backnang